



Reconfiguration dynamique d'antennes imprimées en directivité et polarisation

Fabien Ferrero

► To cite this version:

Fabien Ferrero. Reconfiguration dynamique d'antennes imprimées en directivité et polarisation. Electromagnétisme. Université Nice Sophia Antipolis, 2007. Français. NNT : . tel-00454613

HAL Id: tel-00454613

<https://theses.hal.science/tel-00454613>

Submitted on 9 Feb 2010

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITÉ DE NICE-SOPHIA ANTIPOLIS

École Doctorale des Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication



THÈSE
pour obtenir le titre de



Docteur en Sciences
de l'UNIVERSITÉ de Nice-Sophia Antipolis
Discipline : Électronique

Reconfiguration dynamique d'antennes imprimées en directivité et polarisation

Présentée par :
Fabien FERRERO



Directeur de Thèse : Gilles Jacquemod

Soutenance le 19 Novembre 2007 devant le jury composé de :

M	Philippe Benech	Professeur, Univ. J. Fourier	Rapporteur
M	Christian Person	Professeur, LEST	Rapporteur
M	Yann DEVAL	Professeur, IMS	Examineur
M	Gilles Jacquemod	Professeur, UNSA	Examineur
M	Cyril Luxey	Maître de conférences, UNSA	Examineur
M	Robert Staraj	Professeur, UNSA	Examineur
M	Patrick Pons	Ingénieur de recherche, LAAS	Examineur
Mme	Andreia Cathelin	Ingénieur senior, ST	Examineur

Remerciements

Ce travail de recherche a été réalisé au sein du Laboratoire d'Électronique Antennes et Télécommunications (LEAT), Université de Nice-Sophia Antipolis. Je tiens à remercier Monsieur Christian PICHOT, Directeur de Recherche au CNRS et Directeur de ce laboratoire, de m'avoir accueilli et donné les moyens nécessaires pour accomplir ce doctorat.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur Gilles JACQUEMOD, directeur de l'école Polytechnique de l'Université de Nice-Sophia Antipolis, qui a été mon directeur de thèse durant ces quatre années. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde reconnaissance pour la confiance qu'il m'a accordée, sa motivation et sa bonne humeur si utile lors des périodes difficiles.

J'adresse tous mes remerciements à Monsieur Robert STARAJ, Professeur à l'Université de Nice Sophia-Antipolis, responsable de l'équipe « Antennes actives », pour ses conseils avisés et ses idées lumineuses.

Je remercie Monsieur Cyril LUXEY, Maître de Conférences à l'Université de Nice Sophia-Antipolis, pour avoir également assuré l'encadrement de cette thèse, pour m'avoir accordé de son temps lors de mes nombreuses questions et m'avoir appris la rigueur nécessaire au travail de recherche.

Je souhaite exprimer ma reconnaissance à Monsieur Vincent FUSCO, Professeur à la Queen University de Belfast, pour son aide et ses conseils avisés. Ses intuitions ont été le point de départ de la plupart de mes travaux.

Je prie Monsieur Yann DEVAL, Professeur du Laboratoire de l'intégration du matériaux au système de Bordeaux de trouver ici l'expression de mon profond respect pour avoir accepté de présider mon jury de thèse.

Mes remerciements les plus respectueux s'adressent également à Monsieur Philippe BENECH, Professeur à l'Université Joseph Fourier de Grenoble, et Monsieur Christian PERSON, Professeur à l'Université de Laboratoire d'Electronique et Systèmes de Télécommunications de Brest, qui m'ont fait l'honneur d'examiner ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

J'adresse mes remerciements à Madame Andreia CATHELIN, Ingenieur senior chez ST Microelectronic, et Monsieur Patrick PONS, Ingénieur de recherche au laboratoire de Toulouse pour m'avoir fait l'honneur de participer à mon jury de thèse.

Je tiens à remercier le pôle technique du LEAT, Monsieur Jean-Louis LE SONN dont les doigts de fée m'ont permis de mettre en application mes idées les plus saugrenues. Laurent BROCHIER qui m'a permis de réaliser les mesures en chambre anéchoïde et qui m'a transmis le virus de la course à pied. Merci aussi à Franck PERRET pour sa disponibilité sur tous les sujets et son travail consciencieux lors des mes (trop) nombreuses réalisations d'antennes.

Je remercie Madame Martine BORRO pour son aide administrative ainsi que Monsieur Christian RAFFAELE pour sa bienveillance, sa bonne humeur et ses conseils en salle de musculation.

Que Matthieu MULTARI, doctorant au LEAT, trouve ici l'expression de ma reconnaissance pour toute l'aide qu'il a pu me fournir lorsque que nous partagions le même bureau ainsi que les bons moments passés ensemble au laboratoire.

Je tiens aussi à remercier mes futurs collaborateurs Benjamin NICOLLE, Alexandre LEWICKI et Rami KHOURI, en espérant que la conclusion de cette thèse porte chance à notre projet commun.

Mes remerciements vont également à Madame Claire MIGLIASCIO et Messieurs William TATINIAN, Ioannis ALIFERIS, Philippe LETHUC, Nicolas FORTINO, Maître de Conférences à l'Université de Nice Sophia-Antipolis.

Je remercie également les doctorants, Post Doctorant et ATER, anciens et actuel, merci à Hervé, Chu Chen, Duong, Christelle, Besma, Plamen, Céline, Fahed, Anthony, Aliou, Jérôme, Grégory, Anissa, Renaud, Phong, Stephane, Luca, Sylvain, Gwladys, Anthony, Ali, Mickaël, ...

Enfin, je tiens à remercier mes parents, il n'y a pas de mot assez fort pour exprimer ma gratitude. Vous m'avez toujours encouragé, soutenu lors de mes études, aidé par tous les moyens dont vous disposiez. Merci à Florence ma petite sœur, Merci à mes grand-mères Jeannine et Jeanne. Une pensée émue aussi pour mon grand-père Guy qui pour quelques semaines n'aura pas pu assister à ma soutenance.

Les derniers mots vont à ma fiancée Camille. Je te remercie d'avoir toujours su trouver les mots pour me remettre en selle lors de moments difficiles.

Table des matières

Introduction.....	1
--------------------------	----------

Chapitre I : Définitions généralités.....	3
--	----------

I.1.Généralités.....	4
I.1.1.Définition d'une antenne.....	4
I.1.2.Historique.....	5
I.2.Caractéristiques de rayonnement.....	6
I.2.1.Propagation des ondes.....	6
I.2.2.Diagrammes de rayonnement.....	7
I.2.3.Gain et directivité.....	8
I.3.Technique d'alimentation.....	9
I.3.1.Effet de peau.....	9
I.3.2.Ligne microruban.....	10
I.3.3.Ligne coplanaire et coplanaire avec plan de masse.....	11
I.3.4.Influence du substrat.....	13
I.4.Antennes actives.....	13
I.4.1.Définition.....	13
I.4.2.Les antennes actives quasi-intégrées et entièrement intégrées.....	14
I.4.3.Intégration de composants actifs.....	15
I.4.3.1.La technologie MIC	15
I.4.3.2.La technologie MMIC.....	15
I.4.4.Fonctions des antennes actives.....	16
I.4.4.1.Antennes actives agiles en fréquence.....	16
I.4.4.2.Antennes actives pilotables en directivité.....	16
I.4.4.2.1.Réseaux d'antennes linéaires.....	17
I.4.4.2.2.Balayage électronique du faisceau.....	19
I.4.4.2.3.Antennes actives reconfigurables en polarisation.....	20
I.5.Contexte du travail.....	22
I.5.1.Investissement de recherche Europe/Etats-Unis/Asie.....	22
I.5.2.Le LEAT et les antennes actives.....	23
I.5.2.1.Antennes continuellement pilotables en fréquence	23
I.5.2.2.Antennes pilotables par commutation.....	24
I.5.2.3.Antennes reconfigurables en fréquence avec composants microsystemes.....	25
I.5.3.Collaborations scientifiques.....	26
I.5.3.1.The Institute of Electronics, Communications and Information Technology, Queen University of Belfast.....	26
I.5.3.2.Radio Laboratory, Helsinki University of technology.....	26
I.6.Conclusion.....	26
Références Chapitre I.....	27

Chapitre 2 : État de l'art.....	29
--	-----------

II.1. Composants actifs de commutation.....	30
II.1.1. Commutateurs électroniques à base de matériaux semi-conducteurs.....	30
II.1.1.1. Diode PIN.....	30
II.1.1.2. Transistor MESFET.....	31
II.1.2. Commutateurs MEMS.....	32
II.1.2.1. Définition, avantages et inconvénients.....	32
II.1.2.2. Architectures série ou parallèle des MEMS.....	33

II.1.2.2.1. L'architecture série	33
II.1.2.2.2. L'architecture parallèle ou architecture shunt	35
II.1.2.3. Procédé de réalisation.....	37
II.1.2.3.1. Couches sacrificielles.....	37
II.1.2.3.2. Stress dans les membranes suspendues.....	38
II.1.2.4. Procédés d'activation.....	39
II.1.2.4.1. Électrostatique.....	40
II.1.2.4.2. Thermique.....	41
II.1.2.4.3. Magnétostatique.....	42
II.1.2.4.4. Piezoélectrique.....	42
II.1.2.5. Mise en boîtier.....	43
II.1.3. État de l'art des microcommutateurs.....	44
II.1.3.1. Les microcommutateurs série.....	44
II.1.3.2. Les microcommutateurs parallèles.....	46
II.2. Capacités variables.....	47
II.2.1. Diode varactor.....	47
II.2.2. Capacité variable MEMS.....	49
II.3. Circuits passifs et actifs.....	51
II.3.1. Coupleur hybride	51
II.3.1.1. Coupleur à ligne de transmission quart d'onde.....	51
II.3.1.2. Coupleur hybride quasi-discret.....	52
II.3.1.3. Hybride reconfigurable	52
II.3.2. Déphaseur.....	54
II.3.2.1. Lignes commutées.....	54
II.3.2.2. Lignes chargées.....	55
II.3.2.3. Matrice de Butler.....	57
II.3.2.4. Hybride en mode réflexion.....	58
II.3.2.5. Déphaseur par addition vectorielle.....	59
II.4. Antennes actives.....	60
II.4.1.1. Antennes reconfigurables en fréquence.....	60
II.4.1.1.1. Antennes actives de type microruban.....	60
II.4.1.1.2. Antennes actives de type fente.....	63
II.4.1.1.3. Antenne PIFA reconfigurable en fréquence.....	64
II.4.1.1.4. Antennes avec composants MEMS.....	66
II.4.1.2. Antennes à polarisation commandée.....	67
II.4.2. Antennes reconfigurables en directivité.....	67
II.4.2.1. Réseaux d'antennes avec déphaseurs.....	67
II.4.2.2. Réseaux avec éléments parasites.....	73
II.4.2.2.1. Définition.....	73
II.4.2.2.2. Antenne à éléments parasites commandables.....	74
II.5. Conclusion.....	75
Références Chapitre II.....	76

Chapitre III : Composants MEMS.....81

III.1. Composants SPDT industriels de la société Magfusion.....	82
III.1.1. Structure et fonctionnement.....	82
III.1.2. Caractérisation sur substrat alumine	83
III.2. Étude de commutateurs MEMS sous le logiciel Coventor.....	84
III.2.1. Présentation du simulateur Coventor.....	84
III.2.2. Flot de conception pour un MEMS électro-thermique.....	85
III.3. Études basées sur le process de la Queens University de Belfast.....	89
III.4. Réalisations dédiées de micro-structures avec le procédé MetalMumps....	92
III.4.1. Process dédié Mumps +.....	92
III.4.1.1. Détail du process.....	92

III.4.2. Conception des structures MEMS.....	94
III.4.2.1. 1. Ligne de propagation.....	95
III.4.2.1.1. Conception des lignes.....	95
III.4.2.1.2. Mesure des lignes.....	96
III.4.2.2. 2. MEMS série.....	97
III.4.2.2.1. Étude électromagnétique des structures.....	97
III.4.2.2.2. Étude mécanique des structures	97
III.4.2.2.3. Réalisation de la structure et mesure.....	99
III.4.2.2.4. 3. MEMS shunt, réalisation et mesure.....	101
III.4.2.3. Conclusion et perspectives pour les réalisations MEMS.....	102
III.5. Conclusion.....	102
Références chapitre III.....	103

Chapitre IV : Antennes à polarisation commandée.....105

IV.1. Antenne à polarisation circulaire double bande.....	106
IV.1.1. Introduction.....	106
IV.1.2. Choix de l'architecture antennaire.....	106
IV.1.3. Conception de l'antenne.....	107
IV.1.3.1. Conception séparée des antennes.....	107
IV.1.3.2. Antenne en bande L.....	107
IV.1.3.3. Antenne en bande X.....	108
IV.1.4. Association des deux antennes.....	109
IV.1.5. Résultats	111
IV.1.5.1. Adaptation.....	111
IV.1.5.2. Gain et rapport axial.....	112
IV.1.5.3. Rayonnement et polarisation.....	112
IV.1.5.4. Conclusions.....	113
IV.2. Antenne à double polarisation linéaire avec commutateur SPDT MEMS 113	
IV.2.1. Alimentation d'une antenne patch par ligne coplanaire	114
IV.2.1.1. 1. Conception de la partie rayonnante.....	114
IV.2.1.2. 3.Insertion du commutateur SPDT de Magfusion.....	115
IV.2.1.3. Conclusion.....	116
IV.3. Hybride semi-discret reconfigurable.....116	
IV.3.1. Coupleur semi-discret simple.....	116
IV.3.1.1. Théorie et conception.....	117
IV.3.1.1.1. Cas général.....	117
IV.3.1.1.2. Cas de l'hybride 3dB.....	119
IV.3.1.2. Réalisation et mesures.....	120
IV.3.1.2.1. Coupleur passif.....	120
IV.3.1.2.2. Coupleur actif.....	122
IV.3.2. Double hybride quasi-discret.....	124
IV.3.2.1. Théorie.....	124
IV.3.2.2. Théorie du coupleur double 3 dB.....	125
IV.3.2.3. Prototype et mesure.....	128
IV.3.2.4. Conclusion.....	129
IV.4. Antenne à diversité de polarisation.....129	
IV.4.1. Introduction.....	130
IV.4.2. Principe de fonctionnement.....	130
IV.4.3. Conception de l'élément rayonnant.....	131
IV.4.4. Antenne reconfigurable par composants discrets.....	132
IV.4.5. Antenne reconfigurable en polarisation avec diodes varactor.....	133
IV.4.5.1. Conclusion.....	135
IV.5. Antenne reconfigurable en polarisation linéaire.....136	
IV.5.1. Simulations et mesures.....	137

IV.5.2. Conclusion.....	138
IV.6. Conclusion.....	138
Références Chapitre IV.....	139

Chapitre V : Antennes à rayonnement commandé.....141

V.1Hybride en mode réflexion.....	142
V. 1.1Réseaux d'antennes à deux éléments.....	142
V. 1.1.1 Principe.....	142
V. 1.1.2 Conception de l'antenne à 2 patchs.....	143
V. 1.1.3 Prototype passif.....	143
V. 1.1.4 Prototype avec éléments actifs.....	144
V. 1.2Réseau à 3 éléments.....	146
V. 1.2.1 Conception de l'antenne à 3 patchs	146
V. 1.2.2 Prototype et résultats.....	148
V. 1.3. Conclusion.....	149
V.2Déphaseur par sommation en quadrature.....	150
V. 2.1Déphaseur avec hybride quasi-discret reconfigurable	150
V. 2.1.1 Analyse théorique.....	150
V. 2.1.2 Réalisation et mesures du déphaseur simple.....	153
V. 2.1.3 Conception d'un déphaseur double.....	155
V. 2.2Réseau d'antennes à deux éléments.....	156
V. 2.2.1 Conception.....	157
V. 2.2.2 Mesures.....	157
V. 2.3Réseau d'antenne à quatre éléments.....	158
V.3Antenne reconfigurable avec éléments parasites.....	158
V. 3.1Conception.....	159
V. 3.2Mesures.....	159
V.4Réseau tout intégré sur substrat Si High K.....	161
V. 4.1Introduction.....	161
V. 4.2Déphaseur.....	162
V. 4.3ANTENNES.....	164
V. 4.4Réalisation et mesures.....	166
V. 4.4.1 Déphaseur.....	166
V. 4.4.2 Antennes.....	167
V.5. Conclusion.....	169
Références chapitre V.....	170

Conclusion et perspectives.....171

Introduction

Les années 1990 ont vu l'émergence de la téléphonie mobile qui allait en moins de 10 ans révolutionner notre manière de communiquer. Cette percée technologique a ouvert la porte à une nouvelle ère dans le domaine des télécommunications, celle du "tout mobile". Face à l'augmentation du nombre d'utilisateurs, des fonctionnalités et du débit des transmissions, le concept d'antenne intelligente est apparu comme la seule réponse possible à ces nouveaux défis. Ces antennes doivent être capables de s'adapter à leur environnement en modifiant leur fréquence de fonctionnement, leur polarisation ou leur diagramme de rayonnement.

Concevoir des antennes reconfigurables est un challenge majeur posé aux ingénieurs RF, à commencer par le développement d'éléments actifs fiables, performants, intégrables, fabricables en grand volume et permettant donc de minimiser les coûts de production.

Jusqu'à aujourd'hui, l'industrie des télécommunications a privilégié les composants de type semi-conducteurs car ils répondent dans l'ensemble aux critères précédemment mentionnés. Cependant, de part l'augmentation des fréquences et les contraintes accrues en termes de pertes et de linéarité, de nouveaux composants radiofréquences de type micro-électromécaniques (MEMS RF) pourraient devenir indispensables.

Les travaux présentés dans ce manuscrit portent donc d'une part, sur la conception de composants MEMS RF performants et d'autre part, sur la conception d'antennes adaptées à la reconfiguration en polarisation ou en directivité.

Le premier chapitre est consacré à une présentation des antennes et des paramètres qui les caractérisent. Une définition des antennes actives est par la suite proposée, puis nous indiquerons quelles sont les différents types de reconfigurations possibles. Le travail sera enfin présenté dans son contexte au niveau du LEAT, et des collaborations internationales.

Dans le deuxième chapitre, un état de l'art général est proposé. Nous présenterons les différents composants actifs existants ainsi que leurs performances respectives. Les différents microsystèmes RF de type switch seront notamment abordés et comparés. Dans un second temps, nous étudierons les différentes architectures de circuits et d'antennes reconfigurables basées sur les composants précédemment décrits. Les différentes topologies de coupleurs actifs seront présentées, suivies des divers types de déphaseurs capables d'alimenter un réseau d'antennes. Les architectures d'antennes reconfigurables en fréquence, polarisation et directivité seront enfin abordées.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude des composants MEMS. Un premier MEMS industriel a ainsi été intégré sur une ligne RF et caractérisé. Différentes architectures de commutateur MEMS sont par la suite étudiées à l'aide du logiciel Coventor. Enfin, la conception d'un commutateur RF à l'aide du procédé industriel de la société MEMScap est présenté. Les composants réalisés sont enfin mesurés et caractérisés.

Le quatrième chapitre porte sur la conception d'antennes à polarisation circulaire et reconfigurables en polarisation. La première antenne présentée est conçue pour des communications satellitaires bi-bandes. Un nouveau type de coupleur hybride reconfigurable est par la suite étudié et théorisé. A partir de ce composant, une nouvelle architecture d'antenne capable de commuter son diagramme de rayonnement entre une polarisation circulaire et linéaire est présentée. Une deuxième antenne intelligente à polarisation linéaire est étudiée, celle-ci peut tourner sur elle-même de 90° de manière électronique.

Le cinquième et dernier chapitre de ce mémoire propose l'étude de nouvelles architectures d'antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement. Une première topologie basée sur les coupleurs hybrides en mode réflexion est étudiée. Une deuxième solution utilisant des coupleurs reconfigurables est ensuite abordée. Enfin, nous proposons l'étude d'un réseau d'antennes avec son réseau de déphasage en «tout intégré» sur Silicium à 60 GHz.

Chapitre I

DEFINITIONS ET GENERALITES

Dans ce premier chapitre, après avoir donné la définition d'une antenne, et présenté un bref historique sur le développement des antennes de Faraday à nos jours, nous précisons un certain nombre d'hypothèses de travail (zone de Fresnel, champ lointain, ...). A partir de celles-ci, nous décrivons les différentes caractéristiques d'une antenne ainsi que différentes grandeurs associées comme le gain et la directivité. Par la suite, les différentes reconfigurations possibles pour une antenne active seront présentées. Nous situerons enfin notre travail dans le contexte scientifique international.

I.1. Généralités.....	4
I.2. Caractéristiques de rayonnement.....	6
I.3. Technique d'alimentation.....	9
I.4. Antennes actives.....	13
I.5. Contexte du travail.....	22
I.6. Conclusion.....	26

I.1. GÉNÉRALITÉS

I.1.1. Définition d'une antenne

De façon très générale, une antenne peut être considérée comme un transpondeur entre une onde électromagnétique et la matière (déplacement d'électrons). Si on se réfère au cas simple du fil droit (Figure I.1), on peut déduire à partir de la force de Lorenz, l'équation du champ magnétique B pour un courant circulant sur ce fil (relation I.1) avec μ_0 la perméabilité magnétique du vide. Le champ magnétique est directement proportionnel au courant qui circule sur le fil. De plus, ce courant correspond à un flux de n charges qui se déplacent toutes à la même vitesse v , celle-ci est liée à la densité de courant par l'équation (I.1) avec q charge électrique d'un électron.

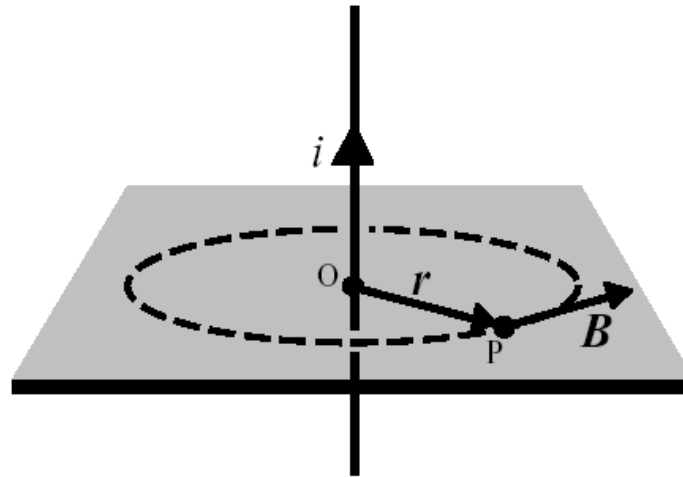


Figure I.1: Géométrie du champ magnétique issu d'un fil droit parcouru par un courant i

$$B = \left(\frac{\mu_0}{2\pi}\right) \frac{i}{r} \quad \text{et} \quad j = nqv \quad (\text{I.1})$$

L'accélération d'une charge électrique engendre une variation proportionnelle du champ magnétique B . Les ondes électromagnétiques sont la propagation de perturbations du champ électromagnétique, c'est-à-dire de variations du champ en fonction du temps.

L'oscillation continue d'un courant dans une structure engendre l'oscillation d'un champ magnétique à la même fréquence et génère donc une onde électro-magnétique à cette fréquence.

Une antenne, se présente donc comme une structure dont la forme et les matériaux constitutifs sont conçus pour favoriser la résonance de tels courants.

A l'émission, leur excitation est assurée par un générateur branché directement à l'antenne ou par l'intermédiaire d'un élément de liaison (ligne de transmission, guide d'ondes...). A la réception, c'est l'onde dans laquelle l'antenne est immergée qui est responsable de la circulation des courants, collectés localement par un récepteur.

I.1.2. Historique

C'est à partir des travaux de Michael Faraday (1831) sur les phénomènes d'induction qu'on a entrevu la possibilité de transmettre à distance et sans fil des signaux électriques.

Vers 1865, James Clerk Maxwell démontre que l'électricité et le magnétisme peuvent être unifiés en un seul phénomène: l'électromagnétisme. Par une synthèse harmonieuse des diverses lois expérimentales découvertes par ses prédécesseurs Ampère et Gauss (lois de l'électrostatique, du magnétisme, de l'induction...), il les exprime sous la forme d'un système de quatre équations aux dérivées partielles couplées, qui ne prendront leur forme définitive qu'en 1873 (I.2) dans son ouvrage *Electricity and Magnetism*:

$$\begin{aligned} \vec{\text{rot}} \vec{E} &= -\frac{\delta \vec{B}}{\delta t} & \vec{\text{rot}} \vec{H} &= \vec{J} + \frac{\delta \vec{D}}{\delta t} \\ \text{div } \vec{D} &= \rho & \text{div } \vec{B} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{I.2})$$

Il faut attendre les expériences de Heinrich Hertz (1887) pour confirmer cette théorie. Avec un doublet électrique, Hertz réussit à produire et à détecter des ondes décimétriques. Guglielmo Marconi franchit des étapes décisives en radiotélégraphie dans le domaine des ondes kilométriques avec, au départ, un simple fil relié à un cerf-volant. Cet italien donnera à ces éléments rayonnants le nom d'antenne en référence à la vergue du gréement des navires romains. Une telle dénomination convenait particulièrement bien aux structures filaires rayonnantes déployées par les pionniers de la radiotélégraphie dès la fin du XIX^{ème} siècle. La première liaison transatlantique eut lieu en 1901.

Très vite, les possibilités offertes par la triode, inventée par Lee De Forest en 1906, permirent d'effectuer des liaisons téléphoniques sur de grandes distances.

Jusqu'en 1920, l'idée persiste que, conformément aux théories d'Arnold Sommerfeld, seules les ondes longues permettent des liaisons au-delà de l'horizon par diffraction à la surface de la Terre. Ce sont les radioamateurs, relégués dans le domaine des ondes décamétriques, qui montrèrent que de telles liaisons sont possibles avec ces longueurs d'onde, en utilisant la réflexion sur l'ionosphère. A ces longueurs d'onde, la dimension raisonnable des antennes permet une évolution des structures pour accroître la directivité et réduire ainsi les puissances d'émission. Les arrangements en losange, en V, ..., sont caractéristiques des antennes fonctionnant à ces fréquences. Parallèlement se développent les pylônes d'émission pour radiodiffusion en ondes hectométriques alors que les récepteurs correspondants sont équipés de simples cadres.

Avec la Seconde Guerre mondiale apparut le radar, notamment grâce à la découverte d'un nouveau tube de puissance, le magnétron (1940). Dès lors, la possibilité d'obtenir des antennes très directives, des conditions de propagation favorables, tant dans l'ionosphère que dans la troposphère, font des micro-ondes un support bien adapté à de nombreuses situations: liaisons en vue directe par faisceaux hertziens (1945), liaisons au-delà de l'horizon par diffusion troposphérique (1950), radioastronomie, techniques spatiales (1960). A la retransmission de signaux de télévision, de communications téléphoniques s'ajoutent l'aide à la navigation, les prévisions météorologiques, la recherche de ressources naturelles, en ce qui concerne les aspects civils.

C'est l'arrivée à maturité d'un certain nombre de technologies micro-électroniques (DSP, amplificateurs faible bruit, filtres à onde de surface) qui permet en 1990 de mettre au point le système GSM de téléphonie cellulaire.

Dès lors, la téléphonie mobile donne un nouveau souffle aux télécommunications avec un développement sans précédent des technologies sans-fil (Bluetooth, WLAN ...).

I.2. CARACTÉRISTIQUES DE RAYONNEMENT

Nous prendrons comme hypothèse simplificatrice que l'antenne rayonne de manière monochromatique c'est-à-dire qu'elle émet une onde à une seule fréquence f .

I.2.1. Propagation des ondes

Quand le point O d'observation se trouve loin de la source avec une propagation en espace libre, le front d'onde initialement sphérique peut être considéré en ce point comme localement plan (Figure I.2).

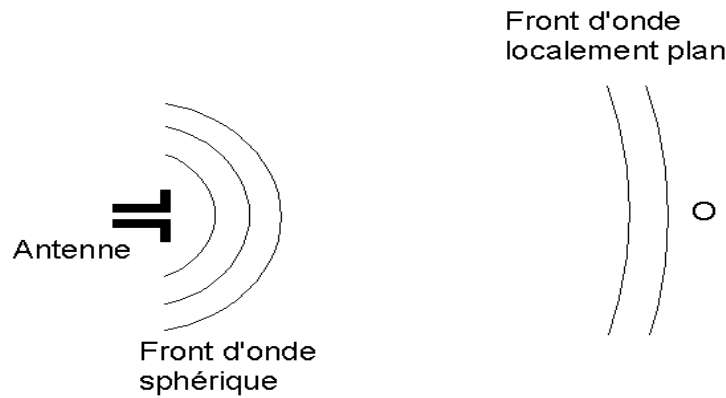


Figure I.2: Hypothèse du champ lointain.

En fonction de la distance entre la source émettrice et le point d'observation, on peut distinguer trois régions [I.1] (Figure I.3).

- Zone de champ proche: Cette zone s'étend de l'antenne d'émission jusqu'à une sphère de rayon R_1 donnée par la relation (I.3) où D est la plus grande dimension de l'antenne et λ la longueur d'onde émise. C'est la zone la plus compliquée à modéliser d'un point de vue électromagnétique.

$$R_1 = 0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (\text{I.3})$$

- La zone de Fresnel: Les diagrammes ne sont pas formés et localement l'onde n'est pas plane. Cette zone s'étend de R_1 à R_2 avec (I.4).

$$R_2 = 2 \frac{D^2}{\lambda} \quad (\text{I.4})$$

- La zone de Fraunhofer: Dans ce cas, l'onde est considérée comme localement plane et la région s'étend de R_2 à l'infini.

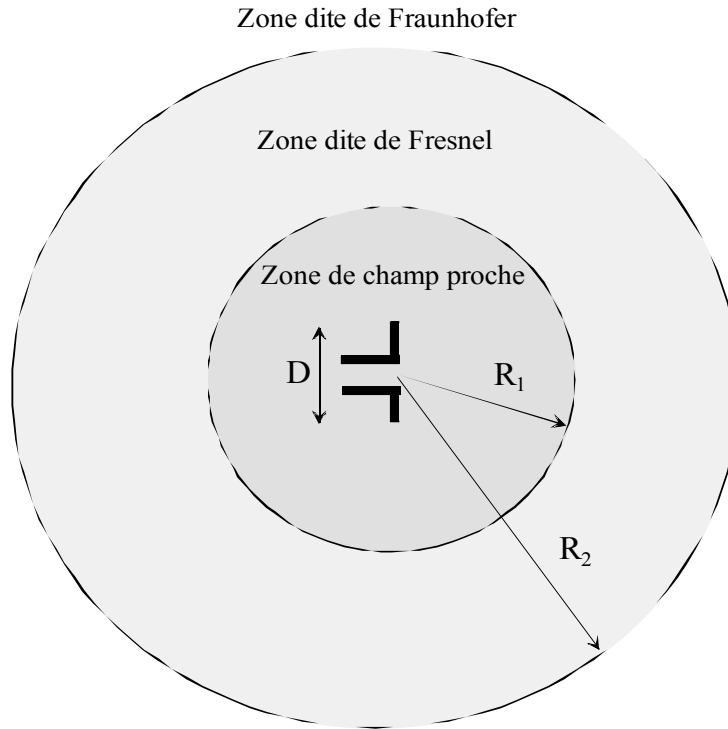


Figure I.3: Les différentes régions de rayonnement.

I.2.2. Diagrammes de rayonnement

Par la suite, on se placera dans les conditions de champ lointain. Pour une onde plane se propageant dans le vide, on peut montrer à partir des équations de Maxwell que:

- \vec{E} et \vec{B} sont à la fois transverses (dans le plan perpendiculaire au sens de propagation) et perpendiculaires entre eux (I.5).

$$\vec{H} = \frac{1}{\eta} (\vec{u} \perp \vec{E}) \quad \text{et} \quad \eta = \frac{\mu}{\epsilon} \quad (\text{I.5})$$

Le champ se propage avec une vitesse v égale à $\frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{\omega}{k}$, où $k = 2\frac{\pi}{\lambda}$ est le nombre d'onde,

avec un terme de propagation $\exp(-jkr)$ et une amplitude qui décroît en $\frac{1}{r}$. Le champ électrique a donc la forme suivante (I.6) [I.1].

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi) = A \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{F}(\theta, \varphi) \quad (\text{I.6})$$

où $\vec{F}(\theta, \varphi)$ représente la caractéristique vectorielle de rayonnement exprimée en coordonnées sphériques et A un nombre complexe.

A partir de la relation (I.6), on s'aperçoit que la caractéristique vectorielle de rayonnement $\vec{F}(\theta, \varphi)$ et le champ $\vec{E}(r, \theta, \varphi)$ ne diffèrent que d'un terme de phase et d'amplitude. La

représentation du champ électrique $\vec{E}(r, \theta, \varphi)$ peut donc se limiter à la représentation de $\vec{F}(\theta, \varphi)$.

On peut représenter la caractéristique vectorielle de rayonnement dans tout l'espace de deux manières, chacune ayant ses avantages et ses inconvénients:

- représentation en coordonnées sphériques: généralement utilisée quand le champ est réparti dans tout l'espace (antenne peu directive) comme sur la Figure I.4.
- représentation en coordonnées cartésiennes: généralement utilisée quand le champ est concentré autour d'une direction particulière (antenne directive).

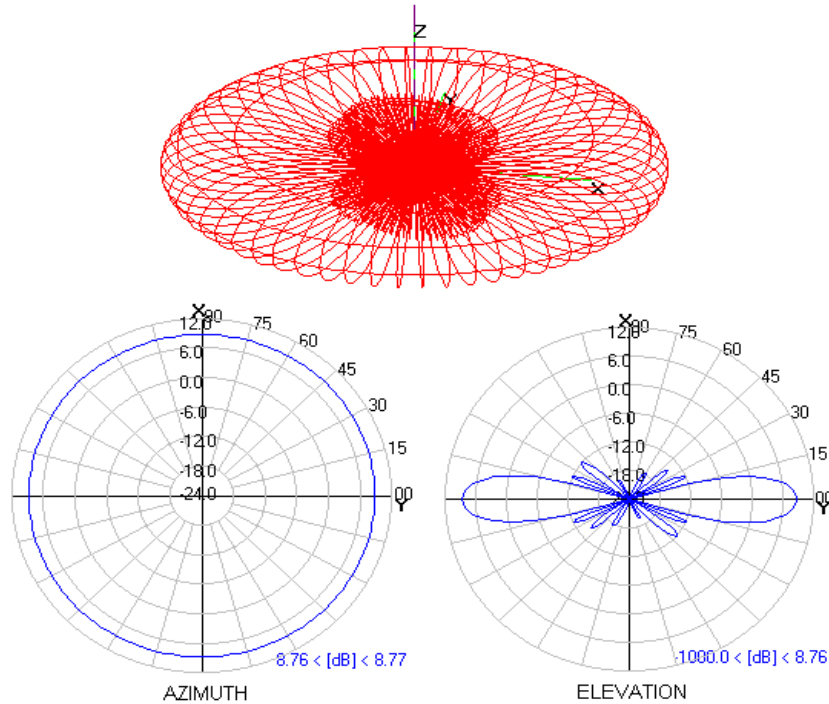


Figure I.4: Vue 3D du diagramme de rayonnement et coupes d'un dipôle

Cependant il est souvent moins coûteux en mesure de représenter $\vec{F}(\theta, \varphi)$ par des coupes ou des projections. Les courbes ainsi obtenues sont appelées diagrammes de rayonnement. Il est d'usage d'effectuer les coupes dans les plans de symétrie. Mais on trouve généralement des coupes dans les plans de polarisation du champ (plan E, plan H). La représentation cartésienne est utilisée pour comparer les diagrammes. Par contre, la représentation polaire permet de mieux visualiser la couverture du rayonnement.

I.2.3. Gain et directivité

Selon l'application considérée, on peut essayer d'obtenir un rayonnement aussi uniforme que possible dans l'espace environnant, ou un éclairage très localisé d'une partie de cet espace. La notion de directivité est importante et permet d'apprécier la concentration du rayonnement ou l'aptitude à recevoir une onde électro-magnétique dans une direction donnée.

Une antenne isotrope sera définie comme étant une antenne théorique rayonnant de la même façon dans toutes les directions. A partir de $\vec{F}(\theta, \varphi)$, il est possible de calculer la caractéristique de rayonnement moyen de l'antenne (I.7).

$$\vec{F}_{\text{moy}} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \vec{F}(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\theta d\varphi}{4\pi} \quad (\text{I.7})$$

La directivité est un nombre sans dimension défini par un rapport de puissance entre l'antenne mesurée et une antenne isotrope alimentée avec la même puissance (I.8). De manière courante, cette grandeur est exprimée en dBi (décibels par rapport à l'antenne isotrope).

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\vec{F}(\theta, \varphi)}{\vec{F}_{\text{moy}}} = \vec{F}(\theta, \varphi) \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \vec{F}(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\theta d\varphi} \quad (\text{I.8})$$

Le gain d'une antenne est défini par rapport à la directivité (I.9):

$$G(\theta, \varphi) = \rho \cdot D(\theta, \varphi) \quad (\text{I.9})$$

où ρ est le rendement de l'antenne qui traduit les pertes entre la puissance totale rayonnée et la puissance totale réellement fournie à l'antenne. Ce terme prend donc en compte les pertes ohmiques et diélectriques de l'antenne ainsi que les pertes de désadaptation entre le générateur, la ligne et l'antenne.

I.3. TECHNIQUE D'ALIMENTATION

I.3.1. Effet de peau

Avant de décrire les techniques d'alimentation d'une antenne, rappelons la notion d'effet de peau qui est une des manifestations la plus fondamentale de la propagation RF. Pour un conducteur dont la résistivité n'est pas nulle, un champ se propageant ne s'annule pas immédiatement à l'interface métallique mais pénètre sur une courte distance avant de disparaître [I.2]. La distance de pénétration du champ dans le conducteur varie avec la fréquence. Le champ envahit toute la surface du conducteur, occupant un volume de ce conducteur qu'on appellera peau du conducteur. Quand les champs se propagent à l'intérieur de la peau du conducteur, cela entraîne de la dissipation d'énergie. De manière quantitative, l'épaisseur de peau est définie comme la distance à laquelle le champ décroît exponentiellement de $e^{-1} = 0,368$, ou 36,8% de sa valeur à l'interface air-conducteur. L'expression est donnée par la relation (I.10).

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{f \pi \mu \sigma}} \quad (\text{I.10})$$

avec f fréquence du signal, μ la perméabilité de l'environnement entourant le conducteur, et σ la conductivité du conducteur. L'épaisseur de peau est donc inversement proportionnelle à la racine carrée de la fréquence et de la conductivité.

Comme l'épaisseur de peau représente une source de pertes énergétiques causées par la propagation de l'onde dans la région résistive de la surface, il est important de la minimiser.

I.3.2. Ligne microruban

La ligne micro-ruban (ou microstrip en anglais) se caractérise par un substrat diélectrique entièrement métallisé sur une de ses faces et par une ligne métallique sur l'autre (Figure. I.5). De nombreuses études [I.3] ont montré qu'une ligne microruban permet la propagation d'une onde en mode quasi-TEM (Transverse Electro-Magnetic), c'est à dire que les champs magnétique et électrique sont perpendiculaires à l'axe de la ligne (Figure. I.6) et transversaux entre eux, leurs composantes longitudinales étant négligeables.

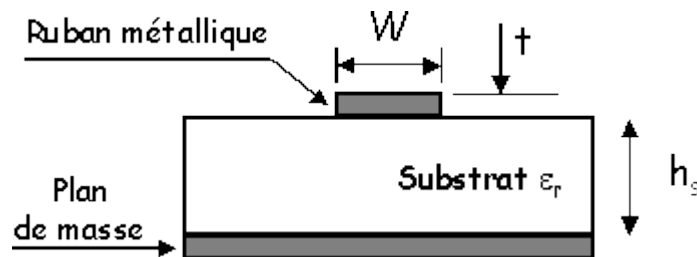


Figure 1.5: Vue en coupe d'une ligne microruban

Élément central de cette technologie, le substrat sert à la fois de support mécanique ainsi que de support de propagation des champs par ses caractéristiques électriques qui sont:

- la permittivité diélectrique relative du substrat: ϵ_r ,
- la tangente de perte: $\tan \delta$,
- l'épaisseur h_s du substrat.

L'impédance caractéristique d'une ligne microruban, pour une permittivité donnée, dépend avant tout du rapport entre la largeur de la ligne W et l'épaisseur du substrat isolant h_s . Il existe dans la littérature de nombreuses équations analytiques empiriques permettant de calculer l'impédance de la ligne à partir des données géométriques ou inversement de déterminer les dimensions d'une ligne pour une impédance caractéristique donnée. Les formules les plus précises publiées en 1975, sont dues à E.O. Hammerstad [I.4].

La ligne microruban associée à des substrats tels que le quartz, le duroïd ou encore l'alumine montre une atténuation linéique dominée par les pertes métalliques provenant du ruban. Sur ce type de technologie, la permittivité effective varie de manière importante avec la fréquence, ce qui est équivalent à une forte dispersion de l'impédance caractéristique. Ce point est un des principaux inconvénients des lignes microrubans aux fréquences millimétriques.

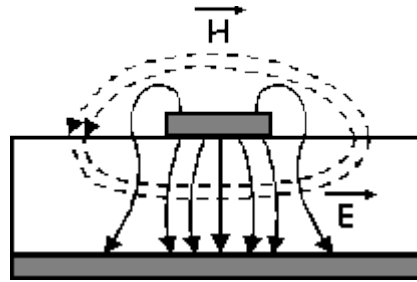


Figure I.6: Lignes des champs E et H d'une ligne microruban

Dans un souci de confinement de l'énergie, il est impératif que l'épaisseur des différents conducteurs soit égale à au moins 4 fois l'épaisseur de peau. Pour une ligne microruban égale à une seule épaisseur de peau, 36,8% d'un champ incident va traverser le conducteur, ce qui se résume à une fuite d'énergie hors du guide d'onde. Quand l'épaisseur du conducteur est choisie à 4 fois l'épaisseur de peau, l'amplitude du champ traversant n'atteint plus que 1,8%.

I.3.3. Ligne coplanaire et coplanaire avec plan de masse

La technologie coplanaire (ou CPW en anglais, CoPlanar Waveguide) tire son nom du fait que la ligne de transmission et son plan de masse sont situés sur la même face du substrat (Figure I.7). Un des avantages de cette structure réside dans le fait de pouvoir connecter un composant sans avoir à usiner des trous métallisés (comme dans le cas d'une ligne microruban) à travers le substrat en limitant ainsi les effets selfiques.

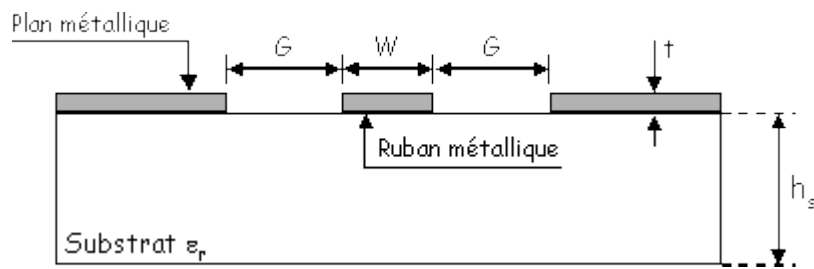
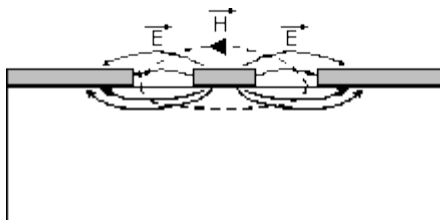


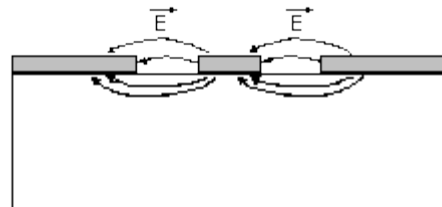
Figure I.7: Vue en coupe d'une ligne coplanaire

L'agencement des conducteurs de la ligne fait apparaître deux modes de propagation:

- un mode quasi-TEM (Figure I.8.a) dit mode impair,
- un mode quasi TE (mode de fente ou pair) qui s'installe entre les rubans et qu'il convient le plus souvent d'éliminer (Figure I.8-b).



(a) mode quasi TEM



(b) mode TE

Figure I.8: Représentation des modes d'une ligne coplanaire

Le mode TE (Figure I.8-b) est généralement éliminé en reliant par des rubans métalliques (ponts à air) les deux plans de masse afin que ces derniers soient portés aux mêmes potentiels, ce qui permet d'éviter la propagation du mode fente. Ce mode apparaît surtout lors d'une discontinuité de la ligne comme un coude ou un changement d'impédance. De nombreuses études ont été menées pour optimiser les dimensions et le placement de ces ponts à air [I.5]. Elles montrent notamment que la forme du coude n'a pas d'effet sur la qualité de la transmission, alors que la largeur et la hauteur des ponts à air ont une grande influence sur les pertes d'insertion et le coefficient de réflexion.

L'intérêt de la ligne coplanaire réside dans le fait qu'elle présente une dispersion moins importante que la ligne microruban. De plus, lorsque les dimensions transverses sont petites par rapport à λ , les pertes par rayonnement sont faibles et la ligne centrale présente une atténuation linéique comparable aux lignes microruban.

L'influence de l'épaisseur de métallisation par rapport à l'épaisseur de peau est moins importante sur cette technologie car comme on peut voir sur la figure I.8.a, la plupart des champs électromagnétiques ne rencontrent pas le plan de masse de manière orthogonale.

Un dernier avantage provient du fait que l'impédance caractéristique dépend du rapport entre la largeur de la ligne de signal W et l'espace G entre cette ligne et la masse. Il est ainsi possible quelle que soit l'échelle de taille souhaitée, de choisir la valeur de l'impédance caractéristique (contrairement aux lignes microrubans).

Dans le cas d'un substrat diélectrique fin ou fragile (comme l'AsGa) ou pour des contraintes d'évacuation thermique dans le cas de composants actifs, on peut être amené à ajouter un plan de masse sur la face du substrat opposée aux lignes coplanaire (Figure I.9), on parlera alors de GCPW (grounded CPW). Dans ce cas, il convient de faire attention à l'apparition d'un nouveau mode de propagation entre les lignes coplanaire et le plan de masse [I.6]. Si ce mode n'est pas pris en compte lors de la conception de la ligne, les lignes de transmission peuvent souffrir de pertes importantes dues à la résonance de ce mode parasite. De nombreuses méthodes ont été proposées pour détruire ce mode comme la gravure de motifs sur le plan de masse [I.6].

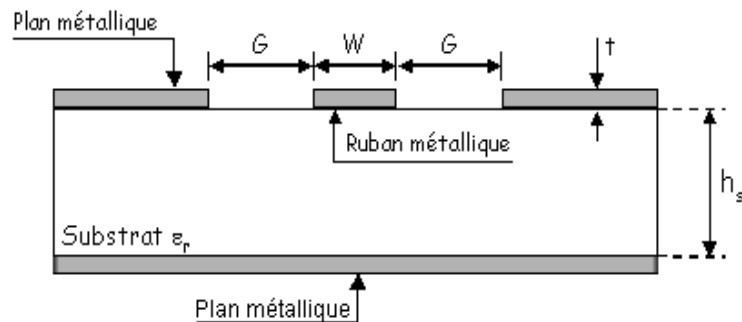


Figure I.9: Vue en coupe d'une ligne coplanaire avec plan de masse

Le tableau I.1 présente un récapitulatif des pertes d'insertion par millimètre à 30 GHz sur différents substrats. On observe que plus la ligne centrale est fine et plus les pertes (surtout résistives) sont importantes [I.7]. On remarque aussi que des lignes sur quartz ont une atténuation plus faible que leur équivalent sur AsGa [I.8-9]. Enfin, les lignes GCPW présentent à peu près les mêmes pertes que les lignes CPW [I.10].

Ligne	ϵ_r	Substrat	Épaisseur substrat(μm)	W (μm)	G (μm)	t (μm)	Z_0 (Ω)	S_{21} (dB)	Ref
CPW	12,8	AsGa	100	232	84	1,2	50	-0,035	[I.7]
CPW	12,8	AsGa	100	69	28	1,2	50	-0,07	[I.7]
CPW	12,9	AsGa	500	88	16	1,0	30	-0,21	[I.8]
CPW	12,9	AsGa	500	250	25	1,0	30	-0,12	[I.9]
CPW	4	Quartz	250	250	25	1,0	50	-0,065	[I.9]
GCPW	11,7	Silicium	355	50	125	1,2	73	-0,156	[I.10]

Tableau I.1: Comparaison des pertes d'insertion par millimètre à 30 GHz pour des lignes CPW sur différents substrats

I.3.4. Influence du substrat

Les composants RF ont invariablement besoin d'un support mécanique. La nature du substrat joue un rôle majeur sur les performances finales du composant déposé. Un substrat peut engendrer deux sources de perte, les pertes diélectriques et les pertes résistives.

Les structures planaires sont largement utilisées dans la conception d'antennes actives, elles sont constituées d'un plan de masse et d'un ou plusieurs substrats diélectriques dont la surface est recouverte d'une métallisation en cuivre, en argent ou en or, qui va ainsi constituer l'antenne. Différentes formes d'éléments rayonnants sont alors possibles et leurs alimentations peuvent être effectuées par divers procédés.

Les substrats doivent être de permittivité faible et d'épaisseur élevée de façon à permettre le rayonnement, en évitant le confinement des champs électromagnétiques dans la cavité comprise entre l'élément imprimé et le plan de masse. Les matériaux les plus courants sont des composites à base de Téflon ($2 \leq \epsilon_r \leq 3$ et $\text{tg } \delta \approx 10^{-4}$), de polypropylène ($\epsilon_r = 2,18$ et $\text{tg } \delta \approx 3 \cdot 10^{-4}$) ainsi que des mousses synthétiques contenant de minuscules poches d'air ($\epsilon_r = 1,03$ et $\text{tg } \delta \approx 10^{-3}$) [I.11].

Pour les matériaux semi-conducteurs comme le silicium (Si, $\epsilon_r = 11$) ou l'arséniure de Gallium (AsGa, $\epsilon_r = 13$), la valeur de leur constante diélectrique est très élevée par rapport à celle utilisée pour les antennes imprimées ce qui entraîne une diminution de l'énergie rayonnée, de la bande passante et une baisse des performances de la structure ainsi que des pertes importantes.

Une étude sur les pertes des lignes de transmissions, a montré que si l'AsGa a un avantage conséquent en basse fréquence, cet avantage se réduit vers les hautes fréquences [I.12].

I.4. ANTENNES ACTIVES

I.4.1. Définition

D'une manière très générale, on peut dire que si une antenne subit un traitement actif avant d'émettre une onde électromagnétique ou après réception, elle peut être appelée antenne active. Cette définition est assez ambiguë car presque n'importe quelle antenne peut être considérée comme active à partir du moment où les éléments actifs sont relativement proches de l'ouverture de

l'antenne, par exemple s'ils sont sur le même substrat ou à une distance inférieure au champ proche de cette antenne. Pour Itoh [I.13], la définition est relative à l'utilisateur, “pour un concepteur d'antennes, l'antenne active intégrée est une antenne capable d'effectuer des traitements du signal (mélange, amplification) et tandis que du point de vue d'un ingénieur système, une antenne active intégrée peut être considérée comme un circuit actif microonde où l'accès d'entrée ou de sortie est l'espace libre plutôt qu'une conventionnelle interface de 50Ω ”. Cette définition montre toute l'ambiguïté du problème. Nous allons privilégier la vision des concepteurs d'antennes, ce qui revient à définir une antenne active entièrement intégrée, comme étant “une antenne dont les propriétés radioélectriques sont intimement associées au comportement du ou des éléments actifs”. Par exemple, en ajoutant un amplificateur en sortie de l'antenne, même si cet amplificateur est à proximité du champ de l'antenne, on ne peut pas la considérer comme active puisque le comportement de l'amplificateur est indépendant du comportement passif de l'antenne. A l'inverse, l'ajout d'une diode varicap permettra de faire varier le comportement radioélectrique de la structure passive et l'on considérera cette antenne comme active grâce au circuit de polarisation continue (DC) de la diode.

Nous prendrons donc comme définition finale: “une antenne active possède un (ou des) élément(s) actif(s) qui ne réalise pas un simple pré ou post-traitement mais qui modifie les propriétés radioélectriques de l'antenne”.

I.4.2. Les antennes actives quasi-intégrées et entièrement intégrées

Il est clair qu'il y a beaucoup d'antennes actuellement classées comme “antennes actives” qui ne peuvent pas tomber dans la précédente définition et on les considère plutôt comme des antennes actives “partiellement intégrées” ou “quasi-intégrées”. Ainsi, les antennes qui contiennent des composants actifs, c'est-à-dire n'importe quel composant qui exige une source d'énergie externe, sont classées comme des antennes actives entièrement intégrées ou quasi-intégrées. Si la dite antenne entre dans la catégorie définie dans le paragraphe précédent, on peut dire que c'est une antenne active entièrement intégrée, sinon c'est une antenne active quasi-intégrée.

Afin d'illustrer ces définitions, la figure I.10 représente une modélisation symbolique des différents types d'antennes actives. Dans ces représentations, le “T” à l'intérieur du cercle symbolise le bloc de traitement ou l'élément actif.

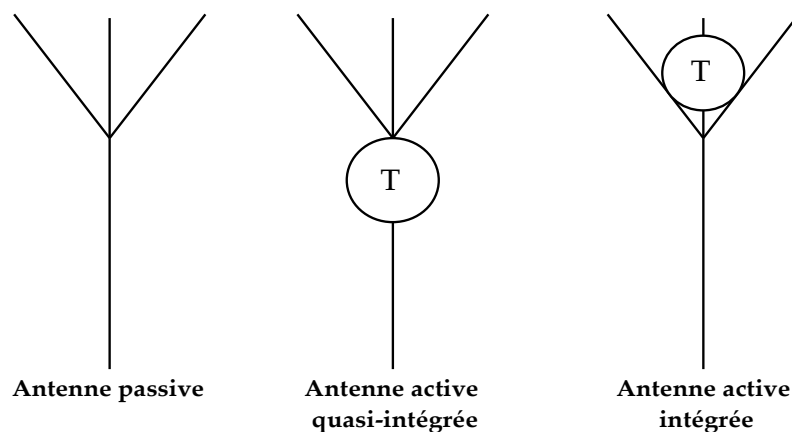


Figure I.10: Description schématique d'une antenne passive (a), une antenne quasi-intégrée (b) et d'une antenne intégrée (c)

I.4.3. Intégration de composants actifs

Les antennes à éléments imprimés ont les avantages des lignes microrubans: faible masse et encombrement, coût réduit de fabrication par les techniques des circuits imprimés. Elles peuvent être reliées directement au dispositif d'alimentation ce qui augmente le degré d'intégration du dispositif. Cependant, ces antennes présentent quelques inconvénients: une faible bande passante, un gain relativement moyen et une limitation des puissances transmises à quelques Watts. C'est ici que l'ajout d'éléments actifs peut permettre d'améliorer ces antennes. L'intégration de composants au sein de l'élément rayonnant peut être réalisée en employant des techniques utilisées dans la conception de circuits haute fréquence.

Il existe deux méthodes d'intégration de composants:

- ✓ MIC: Microwave Integrated Circuits
- ✓ MMIC: Monolithic Microwave Integrated Circuits

Ces techniques peuvent être utilisés avec différentes lignes de transmission (microruban, coplanaire, fente, etc...) [I.14].

I.4.3.1. La technologie MIC

La technologie MIC consiste à reporter des composants discrets (capacités, diodes PIN ou varicap, FET, MEMS) sur la structure passive. Sa disposition peut se faire de différentes manières, suivant l'antenne employée (patch, ligne fente rayonnante, etc..). Le composant peut se placer sur la surface comme dans le cas d'un patch sphérique en anneau [I.15] ou bien à travers le substrat afin de relier l'élément rayonnant au plan de masse [I.16].

La fabrication des composants discrets doit faire l'objet d'une attention particulière afin de réduire les éléments parasites introduits par le boîtier. A très hautes fréquences, leur fabrication devient de plus en plus délicate ce qui provoque l'augmentation du coût. Toutefois cette technique d'intégration reste la plus utilisée, d'une part grâce aux bonnes performances obtenues par les antennes actives conçues et d'autre part par la simplicité de fabrication des antennes et de l'intégration des composants discrets dans le dispositif.

I.4.3.2. La technologie MMIC

La technologie MMIC consiste à concevoir et réaliser les composants actifs en même temps que l'élément rayonnant de manière à obtenir une antenne intégrée active sur un substrat monolithique. Le principal avantage de cette technique réside dans la réduction des éléments parasites qui peuvent intervenir à hautes fréquences avec les connexions entre éléments passifs et composants discrets. La réduction de ces parasites permet d'augmenter les performances de l'antenne active. Malheureusement cette méthode comporte plusieurs contraintes qui limitent actuellement son utilisation dans le domaine de la conception d'antennes:

- ✓ constante diélectrique du substrat élevé: silicium ($\epsilon_r = 11$) ou arséniure de Gallium ($\epsilon_r = 13$).
- ✓ contrainte au niveau de l'équipement: la fabrication monolithique s'effectue en salle blanche à l'aide de techniques coûteuses. C'est pourquoi la recherche et le développement d'antennes actives monolithiques se trouvent freinés par l'investissement financier important à réaliser.
- ✓ contrainte sur l'optimisation des performances de la structure: une fois l'antenne réalisée, il est impossible de déplacer les composants. Un effort important doit donc être fait dans la phase de conception, nécessitant des logiciels de simulation et d'optimisation précis.

I.4.4. Fonctions des antennes actives

A partir des deux technologies utilisées pour la réalisation d'antennes actives, il est possible de réaliser différentes fonctions pour améliorer les caractéristiques des antennes passives.

I.4.4.1. Antennes actives agiles en fréquence

La faible bande passante des antennes imprimées a conduit au développement d'antennes pilotables en fréquence. Par l'utilisation de composants discrets intégrés, ces antennes peuvent balayer de larges bandes de fréquences et satisfaire ainsi des applications nécessitant d'importantes bandes passantes ou plusieurs bandes.

Afin de caractériser les performances des antennes actives pilotables en fréquence, on peut définir les critères suivants:

- ✓ le taux de variation de la fréquence de fonctionnement est donné par $\frac{f_{min} \times 100}{f_{max}}$
- ✓ le rapport en fréquence est obtenu en faisant le rapport $\frac{f_{max}}{f_{min}}$
- ✓ la bande passante est obtenue en faisant le rapport $\frac{f_{max} - f_{min}}{f_0}$, f_0 étant la fréquence de résonance de l'antenne.

L'étude de l'influence des composants sur le fonctionnement de l'antenne se fera à l'aide des propriétés servant à caractériser les antennes passives. La bande passante d'un élément rayonnant est définie en général pour un rapport d'onde stationnaire (R.O.S) inférieur à 2 (valeur pour laquelle au moins 90% de la puissance est fournie à l'antenne), ce qui correspond à un coefficient de réflexion S_{11} de -9,54 dB pour une antenne avec un seul port. Ce coefficient nous permet aussi d'étudier l'adaptation du dispositif en fonction de la fréquence.

I.4.4.2. Antennes actives pilotables en directivité

Il existe trois principales méthodes pour modifier le diagramme de rayonnement. On peut faire appel à des antennes à réflecteur et modifier de manière active la caractéristique des différents éléments du réflecteur [I.17].

Une deuxième technique consiste à venir parasiter l'antenne principale par des éléments placés dans son champ proche. La technique consiste ensuite à faire varier les caractéristiques radioélectriques de ces parasites pour modifier le rayonnement [I.18].

La dernière technique existante est la mise en réseau d'antennes. Nous avons déjà rappelé que le gain d'une antenne imprimée est assez faible car le rayonnement est peu directif. En juxtaposant ces antennes, nous créons un réseau d'antennes qui présente l'intérêt d'avoir un plus grand gain puisque la taille électrique de l'antenne ramenée à la longueur d'onde est augmentée.

Les réseaux possèdent surtout l'avantage de pouvoir effectuer du balayage électronique du faisceau de rayonnement. L'antenne peut être commandée électroniquement et pointée successivement plusieurs directions.

1.4.4.2.1. Réseaux d'antennes linéaires

Considérons deux éléments disposés suivant l'axe Y, espacés d'une distance d et alimentés avec la même amplitude et la même phase. Si on se place dans un système de coordonnées sphériques (Figure I.11), les coordonnées du point M sont alors repérées par θ et φ .

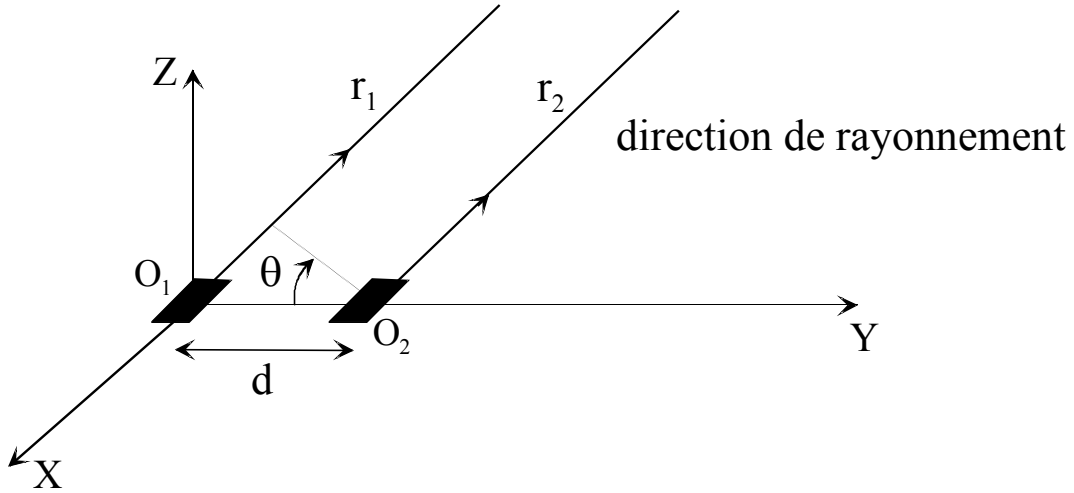


Figure I.11: Théorème de translation pour deux sources rayonnantes

Le champ E_2 rayonné à grande distance par une source qui est déplacée d'une translation d sur l'axe Y, subit une différence de phase par rapport au champ rayonné E_1 dans sa position initiale (Figure I.11). On a alors en effectuant la somme complexe des champs (I.11).

$$\vec{E}_t(\theta, \varphi) = \vec{E}_1(\theta, \varphi) + \vec{E}_2(\theta, \varphi) = A \frac{e^{-jk r_1}}{r_1} \vec{F}_1(\theta, \varphi) + A \frac{e^{-jk r_2}}{r_2} \vec{F}_2(\theta, \varphi) \quad (I.11)$$

où $\vec{F}_i(\theta, \varphi)$ représente la caractéristique vectorielle de rayonnement de l'élément i du réseau
 r_i représente la distance entre le centre O_i de la source S_i et le point M

Pour un rayonnement en champ lointain, r_1 étant peu différent de r_2 , la différence d'amplitude peut être négligée. Par contre, le terme qui intervient dans la variation de la phase doit s'exprimer par $r_1 \approx r_2 + d \sin \theta$ soit:

$$\vec{E}_t(\theta, \varphi) = A \frac{e^{-jk r_2}}{r_2} (e^{jk d \sin \theta} \vec{F}_1(\theta, \varphi) + \vec{F}_2(\theta, \varphi)) \quad (I.12)$$

Au passage, il est intéressant de constater que le réseau ne se comportera pas de la même façon en réception ou en émission, et donc contrairement à tous les systèmes passifs, lorsqu'ils sont mis en réseau, la réciprocité ne s'applique plus.

Considérons maintenant un réseau à N éléments identiques disposés suivant l'axe Y où tous les éléments sont espacés d'une distance d et sont alimentés avec la même amplitude et la même phase (Figure I.12).

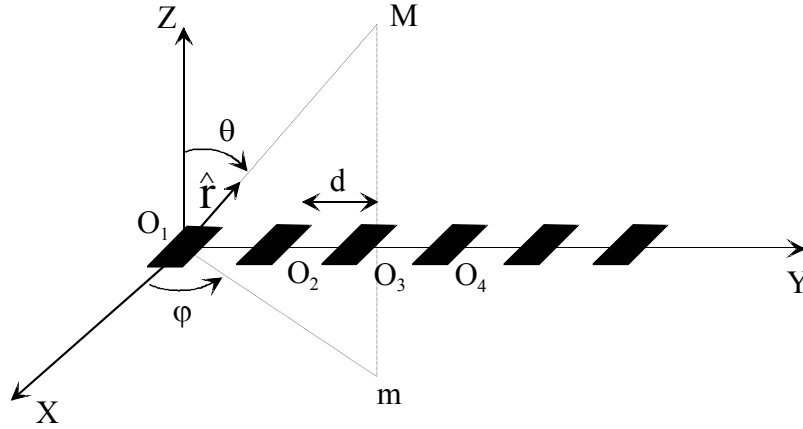


Figure I.12: Système de coordonnées et réseau à 6 éléments équidistants

D'après le théorème de superposition, on peut déterminer le champ électrique total rayonné par un réseau de N éléments en un point M, en effectuant la somme vectorielle des champs complexes émis par chaque source, soit:

$$\vec{E}_t(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N \vec{E}_i(\theta, \varphi) = A \sum_{i=1}^N \frac{e^{-jk r_i}}{r_i} \vec{F}(\theta, \varphi) = A \frac{e^{-jk r}}{r} \vec{F}(\theta, \varphi) \sum_{i=1}^N a_i e^{j(i-1)k d \sin \theta} \quad (\text{I.13})$$

Si on pose:

$$FR = \sum_{i=1}^N a_i e^{j(i-1)k d \sin \theta} \quad (\text{I.14})$$

où FR est appelé le facteur de réseau.

Le produit $\vec{F}(\theta, \varphi) \cdot FR$ devient alors la caractéristique vectorielle de rayonnement du réseau.

On trace le plus souvent de manière normalisée le module du champ \vec{E} ou de ses composantes E_θ et E_φ . Le diagramme de rayonnement est alors tracé en décibel (dB) car les échelles logarithmiques permettent entre autres une meilleure visualisation des lobes secondaires. La puissance envoyée dans la direction (θ, φ) est égale à:

$$p(\theta, \varphi) = \frac{|F_\theta(\theta, \varphi) \cdot FR|^2 + |F_\varphi(\theta, \varphi) \cdot FR|^2}{p_{\max}} \quad (\text{I.15})$$

où p_{\max} représente la valeur maximale de la puissance rayonnée par unité d'angle solide.

Un exemple de diagramme de rayonnement pour un réseau à 16 éléments rayonnants de façon isotrope espacés de $0,5\lambda$ (source isotrope) placés suivant Y avec une loi d'alimentation uniforme ($a_i = 1, \varphi_i = 0$) est donné sur la figure I.13.

Comme nous avons pris des sources isotropes, le diagramme de rayonnement du réseau est égal au module du facteur de réseau.

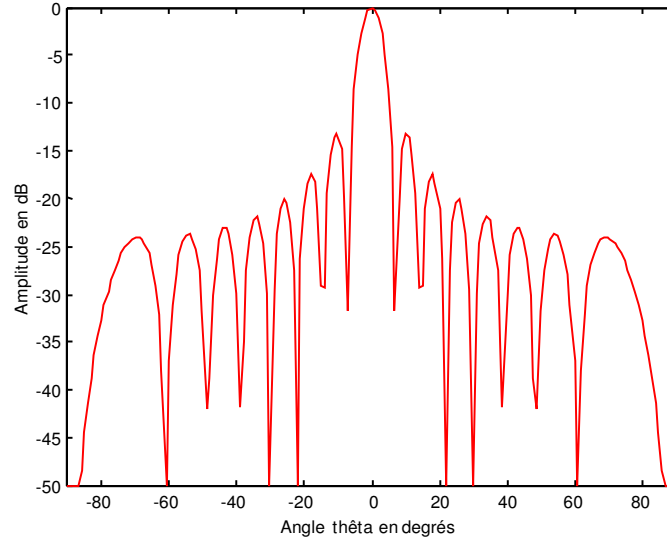


Figure I.13: Diagramme de rayonnement pour le plan $\varphi = 90^\circ$

Dans le cas d'une antenne directive comme un réseau, les diagrammes de rayonnement présentent un maximum que l'on nomme lobe principal. Les autres maxima locaux sont appelés les lobes secondaires.

La largeur angulaire du lobe principal est généralement définie pour un affaiblissement de -3 dB, ce qui correspond à mi-puissance. On mesure l'importance des lobes secondaires par la différence en dB entre le niveau du lobe principal et celui du lobe secondaire le plus élevé. On parle alors de niveau de lobes secondaires.

I.4.4.2.2. Balayage électronique du faisceau

L'apparition de déphaseurs suffisamment fiables dans les années soixante a permis de développer des antennes réseaux à balayage électronique. Pour cela, il suffit d'intercaler des déphaseurs dans les lignes d'alimentations de chaque élément du réseau et d'instaurer entre eux une loi progressive de phase de la forme suivante:

$$\alpha_i = (i-1)\Delta\alpha \quad (I.16)$$

où $\Delta\alpha$ est une constante.

Ainsi, le diagramme de rayonnement présente un maximum pour la direction représentée par l'angle:

$$\theta_0 = \arcsin \frac{|\Delta\alpha|}{kd} \quad (I.17)$$

On obtient par exemple pour le réseau précédent un déplacement de $-19,1^\circ$ du lobe principal pour une différence de phase $\Delta\alpha = 60^\circ$ (figure I.14).

La condition sur la distance d inter éléments de suppression des lobes d'ambiguïtés (ou lobes de réseau) dans le demi-espace $[0^\circ, 90^\circ]$ est donnée par:

$$d = \frac{\lambda}{1 + \sin\theta_0} \quad (\text{I.18})$$

La largeur du faisceau à -3 dB est donnée par:

$$\theta_{-3\text{dB}} = \frac{\lambda}{L \cos\theta} \quad (\text{I.19})$$

où L est la longueur totale du réseau.

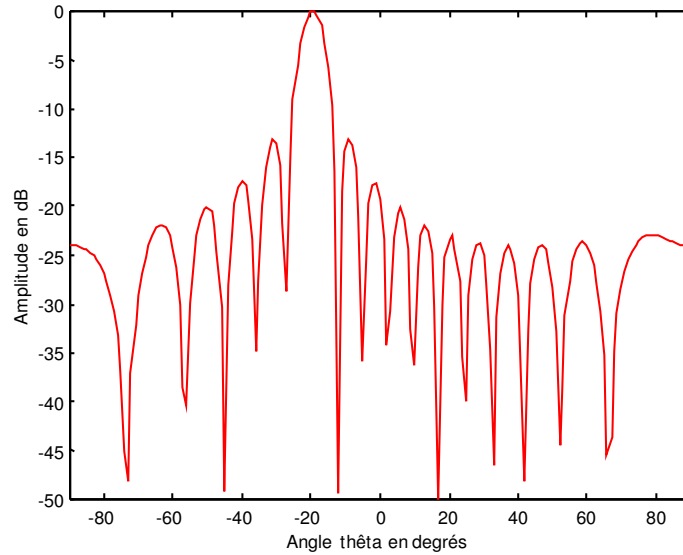


Figure I.14: Décalage du maximum de rayonnement avec $\Delta\alpha = 60^\circ$

I.4.4.2.3. Antennes actives reconfigurables en polarisation

La polarisation d'une onde électromagnétique est définie comme étant la propriété qui décrit la variation de la direction et l'amplitude du vecteur de champ électrique en fonction du temps. En considérant une onde plane se propageant dans la direction z, on observe le comportement du champ \vec{E} dans le plan O_{xy} en fonction du temps comme sur la figure I.15.

Si le champ électrique ne se déplace que sur l'axe x, l'onde est dite polarisée linéairement dans la direction x et le champ électrique est donné par:

$$\vec{E} = E_{xO} \sin(\omega t - \beta z) \vec{x} \quad (\text{I.20})$$

On parlera aussi de polarisation linéaire horizontale.

De manière similaire, une onde avec un champ électrique uniquement dirigé selon l'axe y est à polarisation linéaire verticale.

D'une manière générale, le champ électrique d'une onde se propageant dans la direction z aura une composante \vec{E}_x selon l'axe x et \vec{E}_y selon l'axe y. Dans cette situation, l'onde a une polarisation elliptique qui s'exprime par:

$$\vec{E} = E_{x0} \sin(\omega t - \beta z) \vec{x} + E_{y0} \sin(\omega t - \beta z + \theta) \vec{y} \quad (I.21)$$

θ étant le déphasage entre la composante x et y.

Les polarisations linéaires et circulaires ne sont que des cas extrêmes de la polarisation elliptique.

Pour obtenir une polarisation circulaire gauche, il faut: $E_{x0} = E_{y0}$ et $\theta = 90^\circ$;

pour une polarisation circulaire droite, il faut: $E_{x0} = E_{y0}$ et $\theta = -90^\circ$.

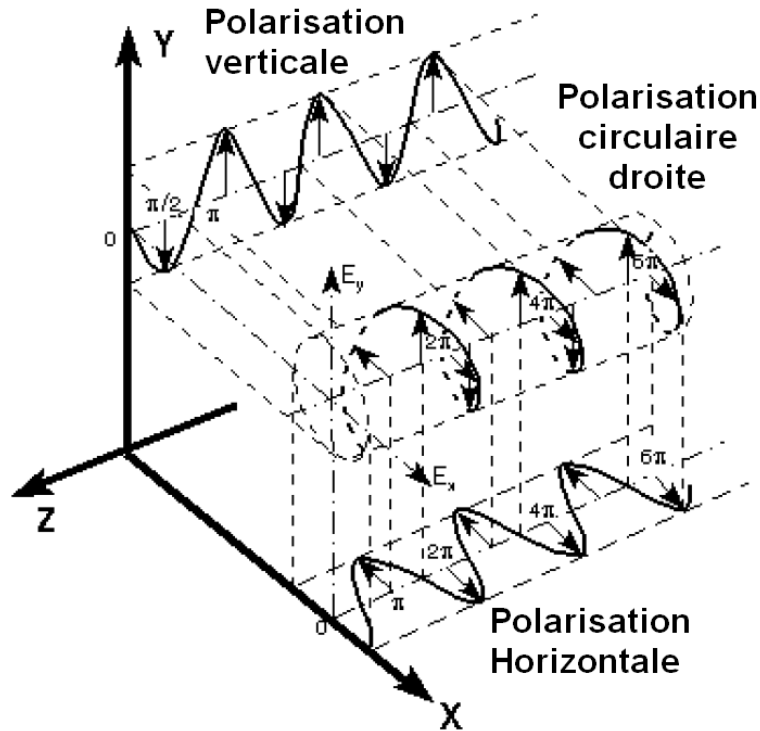


Figure I.15: Polarisation des ondes électromagnétiques

Les systèmes de télécommunication utilisent différents types de polarisation. Cependant, la plupart des communications terrestres ont recouru à la polarisation linéaire. Dans les applications satellitaires, la polarisation circulaire est préférée car elle est moins sensible à la dépolarisation lors du passage dans l'atmosphère.

Dans le cas de communications entre plusieurs utilisateurs dans un espace confiné, il peut être intéressant d'utiliser différentes polarisations comme l'a montré Kujiwara en 1995 [I.19] (diversité de polarisation).

On comprend mieux l'intérêt de la communauté scientifique pour des antennes reconfigurables en polarisation pour s'adapter aux différentes situations.

I.5. CONTEXTE DU TRAVAIL

I.5.1. Investissement de recherche Europe/Etats-Unis/Asie

Nous allons dans ce paragraphe nous intéresser surtout aux investissements de recherche dans le domaine assez récent des microsystèmes. Ce thème de recherche semble être le plus prometteur en terme de composant actif hyperfréquence du futur.

L'approche au niveau de la recherche sur les microsystèmes est très différente dans les trois grandes régions du monde que sont l'Europe, les États-Unis et l'Asie.

Aux Etats-unis, les budgets militaires ont donné une très large impulsion au développement des microsystèmes et de nombreuses start-up (Radant, XCOM, Wispry, Teravicta, MEMtronics, MicroAssembly...) ont pris le relais et mènent désormais l'innovation dans ce secteur.

En Asie, de grands groupes comme LGE, Samsung, Fujitsu, Matsushita ont pris à leur charge la recherche dans ce domaine. Des états, comme la Corée du Sud, subventionnent des projets très ambitieux de recherche sur 5 ans.

Sur la figure I.16, on peut voir une estimation des investissements de recherche en fonction des 3 continents en 2004 [I.20].

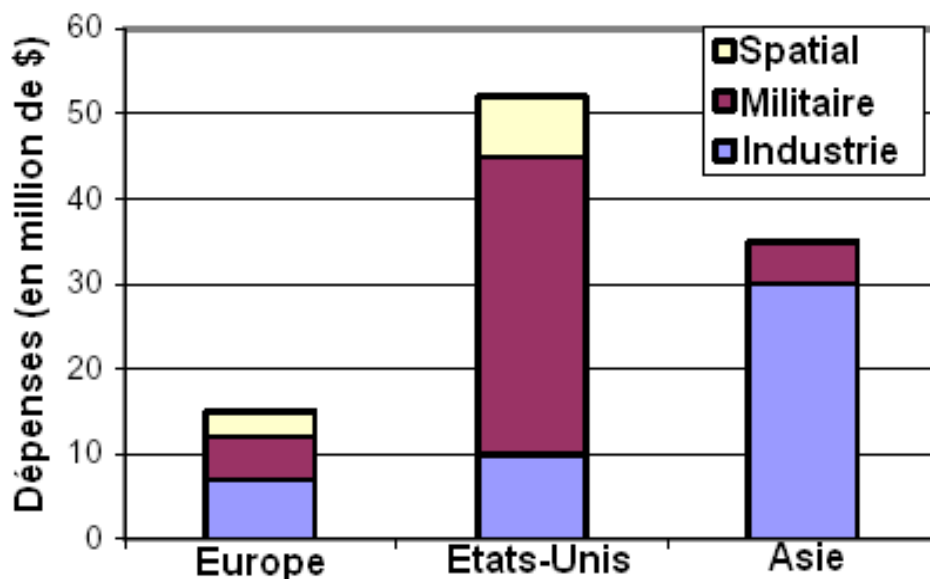


Figure I.16: Estimation des investissements de recherche dans les microsystèmes en 2004

Le vieux continent, en dehors du domaine des résonateurs BAW, est largement à la traîne en termes d'investissement et de recherche. En Europe, il n'existe que très peu de start-up dans le domaine de MEMS RF. Nous pouvons citer la société MEMScap en France bien qu'aujourd'hui l'essentiel de ses activités soit aux États-unis. Les sociétés Silmag et PHSMEMS ont quant à elles arrêté leurs

activités. Seuls les laboratoires académiques continuent de travailler dans ce domaine: LAAS, ICOM, IEMN, ESIEE et MINATECH, pour ne nommer que les principaux.

I.5.2. Le LEAT et les antennes actives

Le Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications de l'Université de Nice-Sophia Antipolis (UMR CNRS 6071) a une expérience reconnue dans le domaine des antennes actives. Un bref résumé décrivant quelques réalisations est présenté dans ce paragraphe.

I.5.2.1. Antennes continuellement pilotables en fréquence

Un premier type d'antenne a été réalisé au laboratoire en permettant le balayage de la fréquence de fonctionnement. En effet, sachant que tout élément rayonnant peut être modélisé par un circuit RLC autour de sa résonance, une modification de la capacité équivalente entraîne une translation en fréquence de cette résonance. La diode varicap choisie permet une variation de la capacité de l'ordre de 1 pf à 5 pf dans les bandes de fréquences choisies [I.21].

Les antennes ayant de petites dimensions et surtout un profil réduit sont les plus appropriées pour une utilisation sur les émetteurs/récepteurs mobiles (GSM900, DCS1800, UMTS, WLAN, Bluetooth, WIFI...). Parmi toutes les structures d'antenne existante, la PIFA (Printed Inverted F Antenna) est une antenne miniature souvent utilisée pour couvrir un ou plusieurs de ces standards. Bien que ce type d'antenne soit généralement alimenté par sonde coaxiale, nous présentons sur la figure I.17 un prototype où l'alimentation coaxiale est remplacée par une alimentation de type coplanaire terminée par un circuit ouvert. Ceci permet d'avoir deux zones possibles pour véhiculer la polarisation continue. L'insertion d'une diode varicap entre l'âme centrale de la ligne coplanaire et l'élément rayonnant permet ensuite le pilotage en fréquence (Fig. I.17). La tension continue nécessaire à la polarisation est acheminée simultanément avec le signal hyperfréquence véhiculé par le guide d'onde coplanaire. La position de la diode et la longueur du stub en circuit ouvert ont été optimisés afin d'obtenir un coefficient de réflexion minimal [I.22].

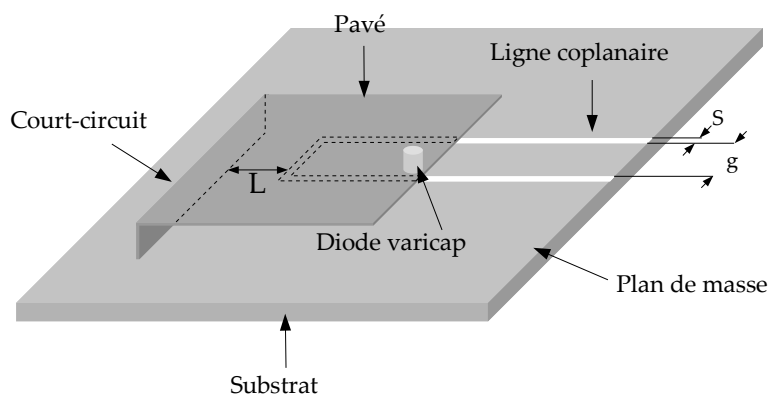


Figure I.17: Pavé court-circuité alimenté par CPW et chargé par une diode varicap

L'antenne initiale a une fréquence de résonance de 4,74 GHz. Après connexion de la diode, la fréquence de résonance diminue légèrement à 4,19 GHz. La polarisation de celle-ci avec une

tension variant de 0 à 25 volts permet d'obtenir une dynamique de fréquence de 320 MHz (7,3% de 4,19 à 4,52 GHz) avec une bande passante constante minimale de 70 MHz.

D'autres antennes avec insertion de diodes varicaps ont été réalisées au laboratoire, à savoir une antenne dipôle asymétrique et une antenne de type S [I.23].

I.5.2.2. Antennes pilotables par commutation

Une autre structure composée d'un patch rayonnant couplé à une fente en circuit ouvert alimentée par une ligne CPW est décrite figure I.18 [I.24]. Dans ce type d'excitation, le champ est concentré principalement au centre de la fente et ses extensions latérales se comportent en fait comme des inductances de réglage en fréquence dont la longueur l_e affecte plus la fréquence que le coefficient de réflexion.

Deux diodes PIN ont été insérées dans cette fente de manière symétrique afin de contrôler la taille équivalente hyperfréquence de celle-ci. Lorsque les deux diodes sont passantes, elles se comportent essentiellement comme des court-circuits qui réduisent alors physiquement la longueur de la fente. Lorsqu'elles sont bloquées, cette longueur est quasiment inchangée par rapport à l'antenne de départ. Cette antenne permet d'obtenir deux fréquences de travail. La largeur de la fente est optimisée pour utiliser à la fois des diodes de type "beam lead" et minimiser le rayonnement arrière. Afin d'obtenir le découplage de la polarisation continue, des fentes très fines (d'isolation et de polarisation) prolongent la fente de découplage.

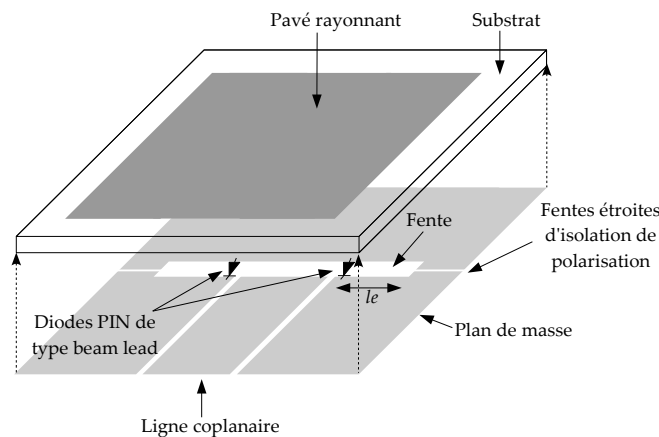


Figure I.18: Antenne à saut de fréquence

Un autre exemple d'antenne pilotée par commutation est présenté sur la figure I.19. Il s'agit d'un élément de type fente alimentée par guide d'onde coplanaire [I.25]. Huit diodes PIN placées sur les fentes permettent de raccourcir, lorsqu'elles sont polarisées dans un état passant, la longueur rayonnante électrique de l'antenne. Comme sur l'antenne précédente, de très fines fentes pratiquées dans le plan de masse permettent un découplage des polarisations continues de commande du signal RF.

Lorsque les diodes sont polarisées, donc équivalentes à des courts-circuits, de façon symétrique (par exemple diode 1 et diode 8), la longueur rayonnante de l'antenne est réduite, entraînant un décalage de la fréquence de fonctionnement vers les fréquences supérieures. Si toutes les diodes sont passantes, la fréquence de résonance obtenue est multipliée d'un facteur 2,68 par rapport à celle où l'antenne a toutes ses diodes en circuit ouvert.

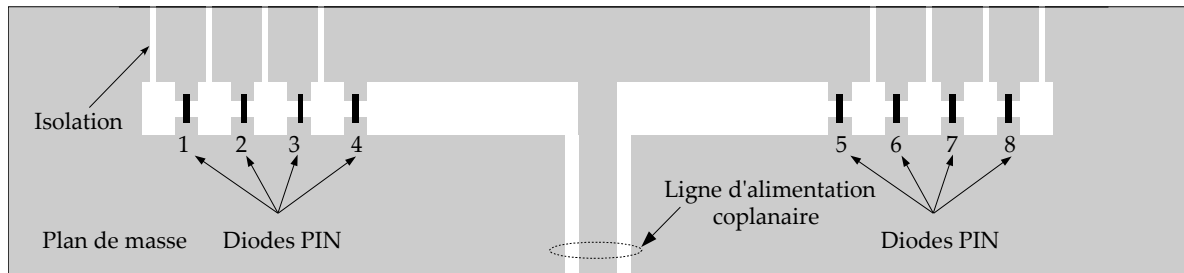


Figure I.19: Antenne à 5 fréquences commutables

I.5.2.3. Antennes reconfigurables en fréquence avec composants microsystemes

Le LEAT a été un des premiers laboratoires, en collaboration avec le CEA LETI, à intégrer un composant microsysteme sur une antenne PIFA [I.26]. Une fente est ajoutée dans l'élément rayonnant principal pour diminuer la fréquence de fonctionnement des modes résonnants supérieurs (Figure I.20.a). La longueur de cette fente peut être modifiée en court-circuitant celle-ci à différentes positions. En plaçant un court-circuit à 0 mm de la fente en forme de L, on crée une résonance en $\lambda/2$ autour de 2 GHz, de plus cela déplace le troisième et le cinquième mode vers les hautes fréquences (2,5 GHz pour le troisième mode).

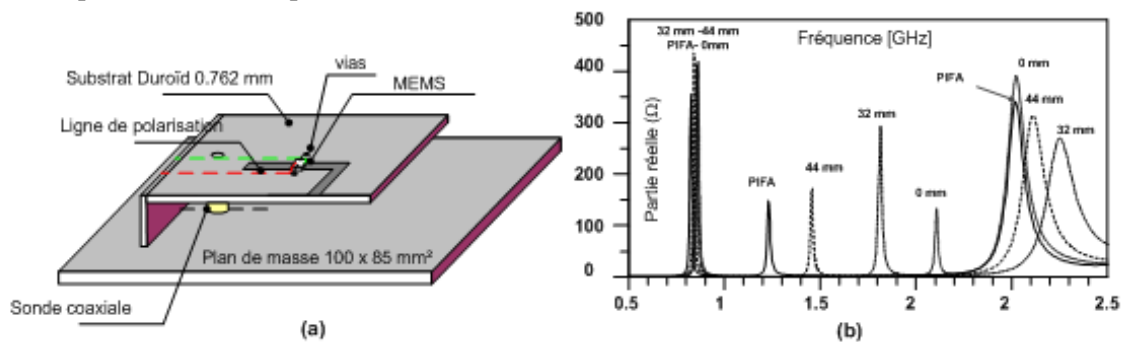


Figure I.20: (a) Vue 3D de l'antenne (b) Simulations et mesures des résonances en fonction de la position du court-circuit

La figure I.20.b montre les résultats simulés pour différentes positions du court-circuit le long de la fente (0, 32, 44 millimètres) sur la PIFA à encoches. Ainsi les différents modes de fonctionnement présentés peuvent être adressés par cette antenne reconfigurable en fréquence. Afin d'intégrer efficacement et de façon réaliste des commutateurs microsystemes dans le modèle, la PIFA reconfigurable a été simulée en prenant en compte les circuits de polarisation du composant.

I.5.3. Collaborations scientifiques

Durant ces travaux de recherche, nous avons eu des relations privilégiées avec deux laboratoires étrangers. Le laboratoire hyperfréquence de la Queen's University of Belfast et le radio laboratory de l'université d'Helsinki.

I.5.3.1. The Institute of Electronics, Communications and Information Technology, Queen University of Belfast

Cette thèse s'est déroulée en collaboration avec l'ECIT (Institute of Electronics, Communications and Information Technology) de la Queens University of Belfast.

Le directeur du laboratoire hyperfréquence, Vincent Fusco, est un chercheur internationalement reconnu dans le domaine des circuits radiofréquences. Il a passé un mois au LEAT en qualité de professeur invité.

Il est notamment l'auteur d'articles sur les coupleurs hybrides quasi-discrets qui sont à la base de nombreuses études de cette thèse [I.27] et [I.28].

I.5.3.2. Radio Laboratory, Helsinki University of technology

L'équipe « antennes actives » du Radio Laboratory est dirigée par le professeur Pertti Vainikainen. Ce laboratoire a mené de nombreuses études dans le domaine des antennes multibandes pour terminaux portables et des systèmes multi-bandes pour des applications de diversité et des systèmes MIMO (entrée multiple, sortie multiple). L'objectif de la collaboration était de concevoir un réseau d'antennes à 60 GHz avec balayage électronique du faisceau. Nous avons choisi une technologie MMIC intégré sur Silicium à base de microsystèmes. Un doctorant effectuant une thèse en co-tutelle entre le LEAT et leur laboratoire, Sylvain Ranvier, a passé une année au sein du LEAT pour la conception de ce réseau d'antennes. Nous avons, de notre côté, conçu les systèmes déphaseurs à base de commutateurs MEMS.

I.6. CONCLUSION

Ce chapitre a fait l'objet d'un rappel historique sur les antennes. Nous avons ensuite présenté les conditions dans lesquelles se fera notre travail. La notion d'antenne active a été définie, puis les diverses fonctions de reconfigurabilité ont été présentées. Enfin, nous avons situé notre travail dans son contexte scientifique.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'état de l'art des différentes technologies qui seront utilisées dans cette thèse, pour rendre reconfigurable une antenne.

Références du Chapitre I

- [I.1] Balanis A. C. "Antenna theory, analysis and design", Harper and Row, 1982.
- [I.2] Gonzales G., "Microwave transistor amplifiers, Analysis and Design", Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1984.
- [I.3] Bahl I. J., Bhartia P. "Microstrip antenna" Artech house, 1982.
- [I.4] Hammerstad E.O., "Equations for Microstrip Circuit Design", European Microwave Conf., pp. 268-272, Hamburg, Germany, 1974.
- [I.5] Omar A. A., Chow Y. L., Roy L. and Stubbs M.G., "Effects of air-bridges and mitering on coplanar waveguide 90° bends: theory and experiment", IEEE MTT-S digest, pp. 823-826, 1993.
- [I.6] R. N. Simons, "Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems", Wiley-Interscience, 2001
- [I.7] Zhang M., Wu C., Wu K., and Litva J., "Losses in GaAs Microstrip and Coplanar Waveguide," in 1992 IEEE MTT-S Dig., pp. 971-974.
- [I.8] Haydl W. H., Braunstein J., Kitazawa T., Schlechtweg M., Tasker P., and Eastman L. F., "Attenuation of millimeterwave coplanar lines on gallium arsenide and indium phosphide Over the Range 1-60 GHz," in 1992 IEEE Mm-S Dig., pp. 349-352.
- [I.9] Haydl W. H., Heinrich W., Bosch R., Schlechtweg M., Tasker P. and Braunstein J., "Design data for millimeter wave coplanar circuits," in 1993 European Microwave Conf., pp. 223-228.
- [I.10] Weller T. M., Katehi L. P. B., Rebeiz G. M., "Performance microshield line components", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, No. 3, March 1995.
- [I.11] Combes P., "Micro-ondes, lignes, guides et cavités", Edition Dunod, 1991.
- [I.12] Chan R., Lesnick R., Caruth D., Feng M., "Ultra broadband microsystems switch on Silicon and GaAs substrates", Proc. GaAs MANTECH Conference Digest of Papers, Vancouver, Canada, 2002.
- [I.13] Itoh T., "Active Integrated Antenna for Wireless Applications" Microwave Conference Asia Pacific, pp. 309-312, April 1997.
- [I.14] Navarro J.A, Chang K., "Integrated active antennas and spatial power combining", A wiley-interscience publication. John Wiley & sons, inc.
- [I.15] Hong C.S., "Small annular slot antenna with capacitor loading", Electronics Letters, Vol. 36, No. 2, pp 110 - 111, January 2000.
- [I.16] Liang M.C , Kuo Y.L, Yen Y.M , Lai W.C, "Capacitor-loaded frequency control scheme for circular patch antenna", Electronics Letters, Vol. 36, No. 21, pp 1757 - 1758, October 2000.
- [I.17] Legay H.; Pinte B.; Charrier M.; Ziaei A.; Girard E.; Gillard R., "A steerable reflectarray antenna with MEMS controls", Phased Array Systems and Technology, 2003. IEEE International Symp., pp 494–499, 14-17 October 2003.

Chapitre I : Définition et généralités

- [I.18] Vaughan, R., “Switched parasitic elements for antenna diversity“, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 47, Iss. 2, pp: 399-405, February 1999.
- [I.19] Kajiwara A., “Line-of-Sight Indoor Radio Communication Using Circular Polarized Waves“, IEEE Transactions on Vehicular technology, vol. 44, No. 3, pp. 487-492, August 1995.
- [I.20] WTC, “RF MEMS market report“, October 2005.
- [I.21] MA4ST560-L120, MA/COM company
- [I.22] Turki Y., Staraj R., “CPW fed frequency agile shorted patch“, Microwave and optical technology letters. Vol. 25, No. 5, pp. 291 - 294, April 2000.
- [I.23] Laheurte J.M, “A switchable CPW-fed slot antenna for multifrequency operation“, Electronics Letters, Vol. 37, p. 1498 – 1500, December 2001.
- [I.24] Luxey C., Dussopt L., Le Sonn J.L., Laheurte J.M. “Dual-frequency operation of a CPW-fed antenna controlled by PIN diodes“, Electronics Letters, Vol. 36, No. 1, pp. 2-3, January 2000.
- [I.25] Laheurte J.M. “Switchable CPW-fed slot antenna for multifrequency operation“, Electronics Letters, Vol. 37, No. 25, pp. 1498-1500, December 2001.
- [I.26] Panaia P., Luxey C., Jacquemod G., Staraj R., Petit L., Dussopt L., “Multistandard reconfigurable PIFA antenna“, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48, Iss. 10, pp: 1975-1977, October 2006.
- [I.27] O'Caireallain S. B. D. , Fusco V. F., “Quasi-lumped element quadrature coupler design“, Microwave and optical technology letters, Vol. 2, No. 6, June 1989.
- [I.28] Fusco V. F., “Tuning quasilumped element quadrature hybrid“, Electronic Letters, Vol. 27, No. 24, pp. 2246-2248, November 1991.

Chapitre II

ETAT DE L'ART

Dans ce chapitre, un état de l'art est présenté sur les différents thèmes abordés dans ce travail de thèse. Nous nous intéresserons successivement aux microcommutateurs à diodes PIN, à MEMS, puis aux varactors, aux coupleurs hybrides et aux déphaseurs, pour terminer sur plusieurs exemples d'antennes actives.

La fin du 20^{ème} siècle montre une évolution majeure dans le domaine des radio-fréquences (RF) et des télécommunications [II.1-2-3]. En effet, les besoins croissants de transmission de l'information et de la parole ont apporté de nouveaux défis, et notamment le développement de technologies plus performantes et intégrables afin de fournir des fonctionnalités RF toujours plus nombreuses dans un espace toujours plus réduit. Un effort important a donc été effectué sur la recherche et le développement de circuits intégrés RF à base de technologies submicroniques sur substrat semi-conducteur. Enfin une nouvelle technologie basée sur les techniques de fabrication microélectronique a apporté des solutions là où les structures semi-conductrices avaient montré leurs limites. Les microsystèmes ou MEMS (MicroElectroMechanical Systems) et plus particulièrement les switchs ou microcommutateurs "MEMS RF" (microsystèmes pour les télécommunications RF) ont pris une importance croissante durant les dix dernières années dans la recherche mondiale.

Dans la première partie de ce chapitre, nous étudierons le principe de fonctionnement des différents composants actifs RF qui peuvent être intégrés au plus près ou sur une antenne. La deuxième partie sera consacrée aux systèmes RF reconfigurables grâce aux éléments décrits précédemment.

II.1. Composants actifs de commutation.....	30
II.2. Capacités variables.....	47
II.3. Circuits passifs et actifs.....	51
II.4. Antennes actives.....	60
II.5. Conclusion.....	75

II.1. COMPOSANTS ACTIFS DE COMMUTATION

II.1.1. Commutateurs électroniques à base de matériaux semi-conducteurs

II.1.1.1. Diode PIN

Les commutateurs à diode PIN (Positif - Intrinsèque - Négatif) sont les commutateurs radiofréquences les plus répandus. Commercialisée depuis la fin des années 1950, la diode PIN est capable de commuter en un laps de temps très bref, du même ordre que celui des transistors (quelques dizaines de nanosecondes). Ces diodes peuvent faire transiter des signaux ayant des niveaux de puissances faibles (quelques milliwatts), ainsi que des niveaux de puissances élevées supérieures au kW, à des fréquences beaucoup plus basses. De plus, elles sont disponibles dans plusieurs configurations *SPNT*, *Single Pole N Throw* (une entrée, plusieurs sorties).

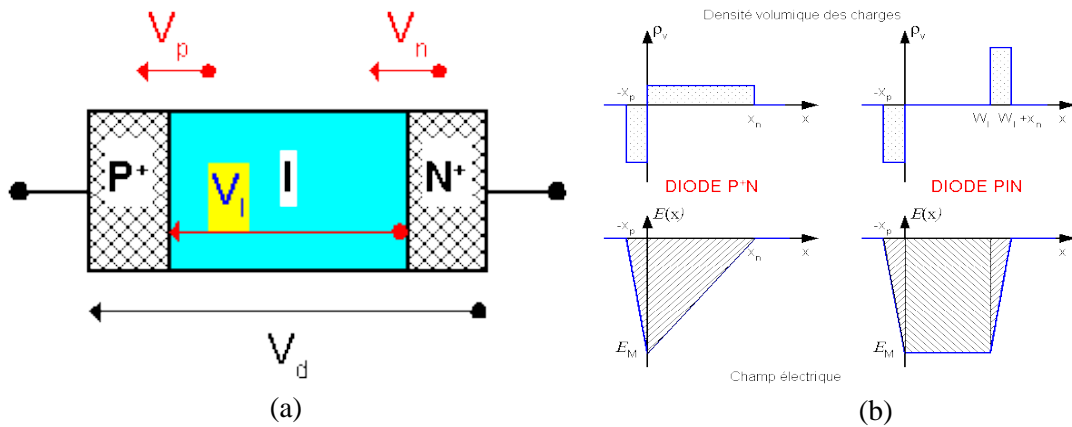


Figure II.1: (a) Schéma d'une diode PIN (b) Répartition des densités volumiques des charges et des champs électriques

En comparaison avec une diode classique P+N, la diode PIN possède une région centrale où le champ électrique est constant (Figure II.1.b). Cette zone intrinsèque est électriquement neutre. Le champ électrique est trapézoïdal en l'absence de polarisation. La qualité de la diode PIN est fortement dépendante de la qualité de cette zone intrinsèque. Cette diode a la particularité de pouvoir jouer le rôle d'interrupteur grâce à deux propriétés de sa structure: en polarisation inverse le signal est réfléchi, en polarisation directe il passe. On peut extraire de ce composant un schéma équivalent simplifié pour les deux modes de fonctionnement (Figure II.2). Dans le cas de la polarisation directe, la résistance série peut descendre en dessous de 1Ω . En polarisation inverse, la résistance R_p peut monter jusqu'à plusieurs $k\Omega$ et la capacité C_T descend sous les $0,1pF$. L représente l'inductance série parasite due aux connexions. Elle est de l'ordre de $1nH$.

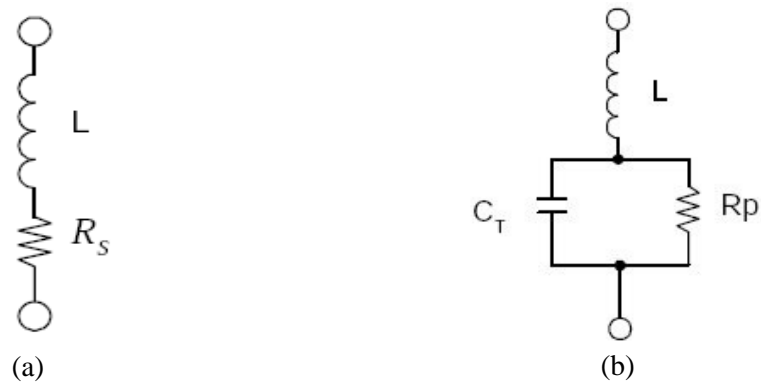


Figure II.2: Schéma équivalent simplifié en polarisation directe (a) et en polarisation inverse (b)

II.1.1.2. Transistor MESFET

MESFET est l'acronyme de "MEtal-Semiconductor Field Effect Transistor". La structure est basée sur la jonction Schottky entre un métal et un semi-conducteur. La largeur du canal est modulée par la variation de la largeur de la zone d'espace de la diode Schottky (Figure II.3). Les MESFETs sont généralement fabriqués sur des matériaux semi-conducteurs avec une haute qualité de passivation comme l'AsGa, l'InP, ou le SiC, et sont plus rapides mais aussi beaucoup plus chers que les JFET ou MOSFET basés sur une technologie silicium. Les MESFETs industriels peuvent opérer jusqu'à 40 GHz, et sont communément utilisés dans les systèmes radio-fréquences.

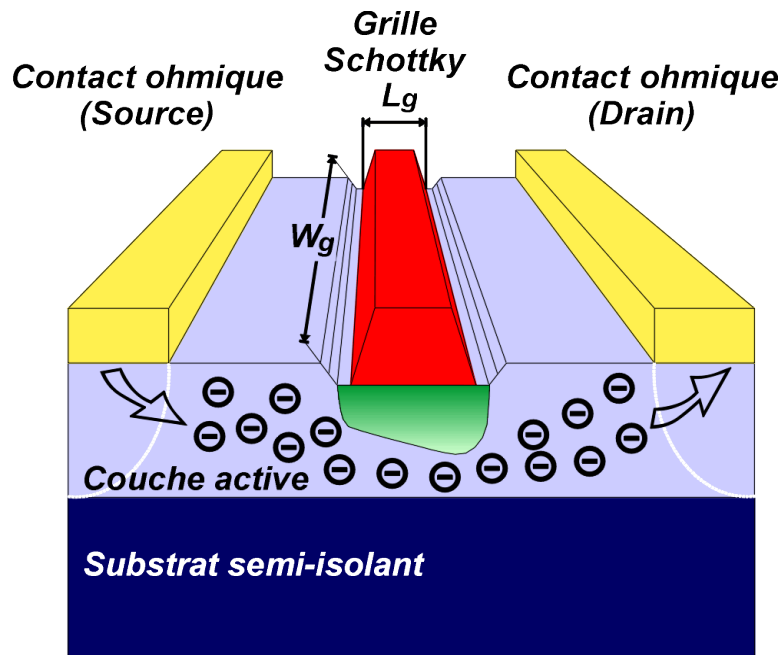


Figure II.3: MESFET en vue symbolique

Le MESFET diffère de son cousin le FET à grille isolée par le fait qu'il n'y a pas de matériau isolant entre le métal et le semi-conducteur. Ses principaux avantages sont l'absence de stockage des porteurs minoritaires et la longueur du canal très réduite, inférieure au micron. La diode Schottky doit être polarisée en inverse pour éviter toute fuite de courant.

II.1.2. Commutateurs MEMS

II.1.2.1. Définition, avantages et inconvénients

Les MEMS (Micro Electro Mechanical System) sont des dispositifs électromécaniques de taille micrométrique. Ces systèmes sont fabriqués à partir de techniques de lithographie, dépôt et gravure, bien maîtrisées aujourd'hui, grâce au savoir-faire acquis en microélectronique.

Bien que les premiers dispositifs MEMS aient été conçus vers la fin des années 1970 par Petersen [II.4], la plupart des développements pour des applications RF sont apparus 30 ans plus tard en raison de manque de maturité des technologies de réalisation.

Les commutateurs MEMS radiofréquences utilisent un mouvement mécanique qui permet d'obtenir un court-circuit ou un circuit ouvert dans une ligne de transmission RF. Ils sont conçus pour fonctionner dans une bande de fréquences allant de 0,1 GHz à 500 GHz. Le principe de fonctionnement des MEMS repose sur un mouvement mécanique de l'ensemble, régi par les lois de l'électrostatique, de la magnétostatique, de la piézo-électricité ou de la thermodynamique. De nos jours, l'actuation de type électrostatique est la technique privilégiée du fait de l'absence de consommation et de la facilité de réalisation.

Ces composants se distinguent en termes de performances de leurs homologues semi-conducteurs (diodes PIN et transistors MESFET). Les principaux avantages des MEMS sont [II.5]:

- ✓ une très faible consommation de puissance dans le cas de l'actuation électrostatique (10-100nJ/cycle),
- ✓ un grand pouvoir d'isolation à l'état bloqué pour les MEMS série, et cela jusqu'à de très hautes fréquences (40 GHz), ces composants étant fabriqués avec des "gaps" d'air entraînant de très faibles capacités,
- ✓ des niveaux d'intermodulation très faibles ($IP3 \geq +60$ dBm) conduisant à des comportements fortement linéaires,
- ✓ de faibles pertes d'insertion à l'état passant de l'ordre de -0,1 dB au delà de 40 GHz,
- ✓ une fabrication simple, basée sur des techniques de micro-usinage pouvant s'appliquer à une grande variété de substrats (quartz, verre, pyrex) et donc non-limitée aux seuls matériaux semi-conducteurs.

En contrepartie, de nombreux aspects des ces composants doivent encore être améliorés, notamment sur:

- ✓ la tension d'actuation pour l'activation électrostatique, comprise entre 10 V et 80 V. Une activation thermique permet de travailler à des tensions de l'ordre de 5 V [II.6 -II.7] mais au prix d'une consommation élevée (quelques centaines de mW),
- ✓ le temps de commutation, entre 2 et 40 microsecondes, qui est largement supérieur aux diodes PIN et MESFETs,
- ✓ la fiabilité en cycles de fonctionnement (le nombre de commutations avant rupture). Actuellement, les MEMS sont capables d'atteindre le milliard de cycles [II.8]. Ce nombre est insuffisant pour des applications dans les antennes réseaux à commande de phase où les nombres de cycles sont compris entre 10 et 100 milliards [II.9],
- ✓ la mise en boîtier, plus connue sous le terme anglais de packaging. Comme ces composants sont très sensibles à leur environnement extérieur (perturbations électromagnétiques, humidité), ils doivent être encapsulés. Ce boîtier, généralement usiné dans du silicium, est donc placé au-dessus du MEMS. Cette étape supplémentaire vient alors augmenter le coût de fabrication.

Afin de résumer les différents points précédents, le tableau II.1 fait une comparaison entre les différentes technologies de commutateurs RF [II.10].

	<i>MESFET</i>	<i>Diode PIN</i>	<i>EMR(PCB)</i>	<i>MEMS RF</i>
Résistance séries (Ω)	3 à 5	1	0,1	0,1
Pertes à 1 GHz (dB)	0,5 à 1	0,5 à 1	0,5	0,1
Isolation à 1 GHz (dB)	20 à 40	40	40	> 40
IP3 (dBm)	40 à 60	30 à 45	60	> 70
Point de compression à 1dB	20 à 35	25 à 30	35	> 33
Taille (mm ²)	0.01	0.01	10	< 0,1
Temps de commutation	5 ns	10-100 ns	6 ms	0,2-100us
Tension de contrôle	3 à 5 V	3 à 5 V	3-24V	3 à 50 V
Courant de contrôle	< 10 μ A	10 mA	100 mA	< 1 μ A
Performances en fréquence	20 GHz	40 GHz	6 GHz	>100 GHz
Possibilité d'integration	élevé	élevé	faible	élevé
Coût de revient	1 €	1-5 €	30-100 €	1€

Tableau II.1: Comparaison entre différentes technologies de commutateurs RF

Ce tableau montre que les microcommutateurs MEMS ont de meilleures caractéristiques que leurs équivalents semi-conducteurs (diode PIN, transistor MESFET) sauf pour la tension de contrôle et le temps de commutation. Les EMR (Electro-magnetic relay), relais électromagnétiques non-intégrés, ont des performances proches des MEMS mais leur taille importante et leur coût prohibitif rend impossible toute intégration dans des produits de grande consommation.

II.1.2.2. Architectures série ou parallèle des MEMS

Il existe deux configurations de commutateurs de type MEMS: les commutateurs séries et parallèles.

II.1.2.2.1. L'architecture série

Le principe du MEMS série est l'architecture la plus intuitive, il consiste à interrompre la connexion physique de la ligne de signal entre l'entrée et la sortie RF du commutateur. Dans le cas où la continuité électrique est interrompue, le signal est réfléchi vers la source. Si la continuité électrique est établie, le signal sera transmis.

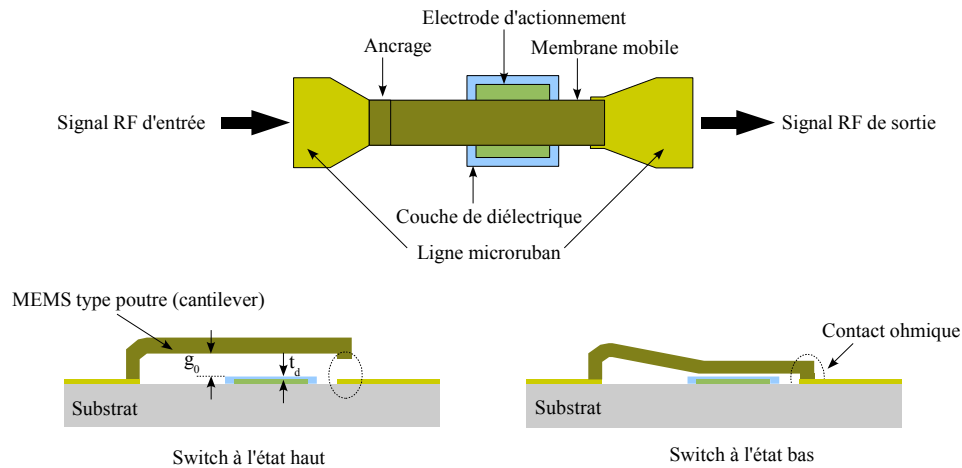


Figure II.4: Architecture classique d'un MEMS série

La configuration la plus simple des MEMS séries est appelé "*cantilever*" ou poutre en français. Elle utilise un actionnement dans le même plan que la ligne de transmission (Figure II.4). Le principe de fonctionnement est le suivant: l'état de repos, c'est-à-dire lorsque la poutre est à l'état haut, correspond à l'état bloqué où le signal ne passe pas. Pour rendre actif le composant, il faut obtenir une déformation de la membrane mobile. Il convient alors de convertir un signal de commande électrique en un déplacement mécanique. Le fait d'appliquer une tension continue d'une certaine valeur entre l'électrode d'actuation et la membrane mobile, va créer une force électrostatique entre les deux plaques et générer ainsi un déplacement de la membrane supérieure jusqu'au contact.

Il existe d'autres types d'architectures de MEMS séries dont l'actionnement consiste à placer une ligne perpendiculaire à la ligne de transmission avec deux points d'ancrage ou plus, et plusieurs électrodes d'activations [II.11-12-13]. Le principal avantage de cette architecture est sa bande passante puisque celle-ci ne dépend pas du MEMS mais de la ligne de transmission. Son principal inconvénient étant que la qualité du commutateur est fortement dépendante de la qualité de la connexion électrique au niveau du contact ohmique.

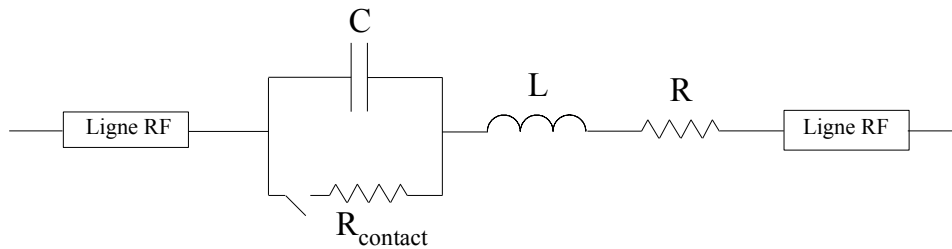


Figure II.5: Modèle représentatif d'un microcommutateur ohmique série

Il est possible de modéliser un microcommutateur MEMS de type série ou parallèle par un schéma équivalent électrique composé d'une capacité, d'une inductance et d'une résistance qui sont en série ou en parallèle suivant la structure considérée. Dans ce cas, les éléments localisés sont en série comme le montre la figure II.5 où $R_{contact}$ représente la résistance de contact à l'état bas et C la capacité à l'état OFF, c'est à dire lorsque la poutre est suspendue. Avec un contact ohmique Or-Or, la résistance série de contact peut atteindre $0,1\Omega$.

Le schéma représenté ci-dessus est très simple et assez général. Il existe bien évidemment des schémas plus complets qui tiennent compte entre autres des circuits d'activation du microcommutateur MEMS. Il faut noter qu'il est aussi possible pour un MEMS série d'utiliser un

contact capacitif, dans ce cas, la résistance de contact sera remplacée par une capacité variable sur le schéma équivalent.

II.1.2.2.2. L'architecture parallèle ou architecture shunt

Cette deuxième architecture utilise la propriété de réflexion d'un signal radiofréquence sur une ligne de transmission court-circuitée. Ainsi le principe sera de connecter la ligne de signal à la masse pour réfléchir le signal. Les lignes CPW (CoPlanar Waveguide ou GSG: Ground Signal Ground) sont privilégiées dans ce cas car la ligne de signal et le plan de masse sont sur la même face du substrat. Pour transmettre le signal intégralement, il suffira d'ôter le court-circuit de la ligne.

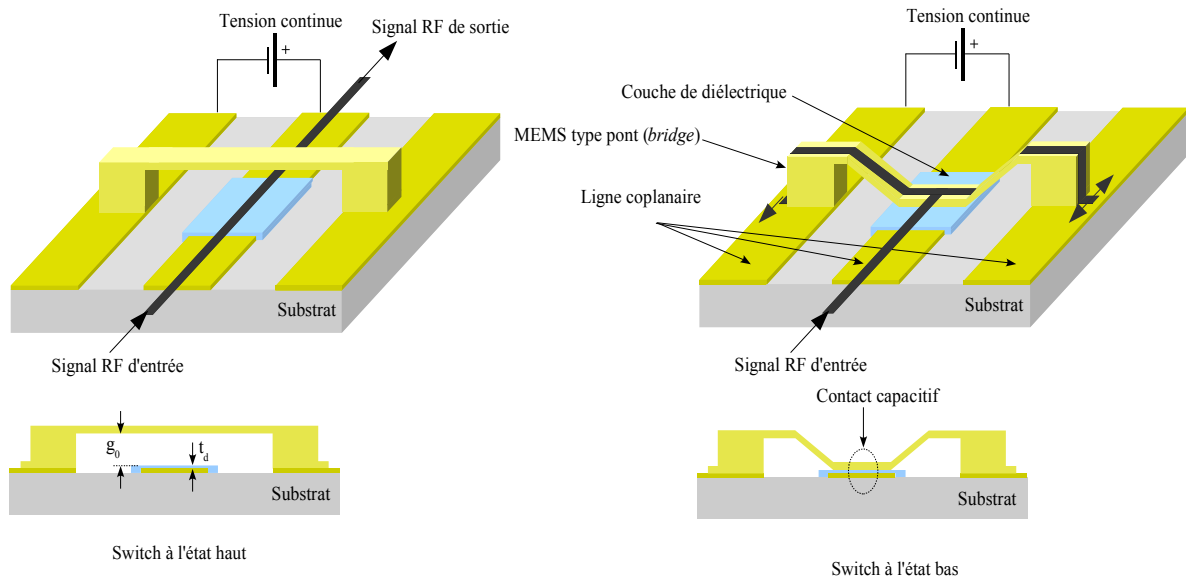


Figure II.6: Architecture classique d'un MEMS capacitif parallèle

La structure la plus simple est présentée sur la figure II.6. Une membrane mobile est ancrée sur les plans de masse d'une ligne coplanaire. En l'absence de polarisation sur la ligne centrale, le pont est en position haute ce qui permet de laisser se propager le signal RF sur la ligne coplanaire. Lorsqu'une polarisation est appliquée entre la masse et la ligne de transmission, le pont se baisse par attraction électrostatique et vient en contact avec le diélectrique déposé sur la ligne centrale. L'état bas conduit à une mise à la masse du conducteur central de la ligne de transmission. Le diélectrique placé sur la ligne centrale coplanaire au niveau du contact permet d'éviter un court-circuit DC, seul le signal RF est ainsi court-circuité par une forte capacité.

Le schéma équivalent d'une telle structure est présenté sur la figure II.7. Il est constitué de deux sections de lignes d'accès RF, d'un circuit RLC équivalent de la poutre où C est la capacité créée entre le pont, le diélectrique et la ligne RF, L est l'inductance créée par le pont et R représente les pertes induites par le pont et les lignes. Ce circuit a donc une fréquence de résonance, celle-ci pourra être utilisée lors de la conception pour améliorer l'adaptation. Dans [II.14], la capacité à l'état bas est $C_b=2,8\text{pF}$, la self $L=8\text{ pH}$ et la résistance $R=0,2\Omega$, ce qui donne une fréquence de résonance à l'état bas de 36 GHz. A l'état haut, la capacité est $C_h=35\text{ fF}$, la fréquence de résonance devient alors 322 GHz. Par conséquent, le pont ne joue aucun rôle dans nos fréquences ($<100\text{ GHz}$) pour l'état haut. La capacité C prend donc deux valeurs discrètes qui vont correspondre aux deux positions de la poutre à savoir une valeur à l'état haut et une valeur à l'état bas. Le rapport capacitif entre l'état haut et l'état bas peut atteindre une valeur de 80 pour les meilleurs MEMS [II.15]. Ce

rapport est dépendant de l'épaisseur de la couche diélectrique et de la couche sacrificielle. Dans une première approximation en négligeant les capacités de bord, on peut déduire l'équation (II.1):

$$\frac{C_{bas}}{C_{haut}} = \frac{\epsilon_r g + t_d}{t_d} \quad (II.1)$$

avec g: distance entre la membrane et la ligne et t_d épaisseur du diélectrique

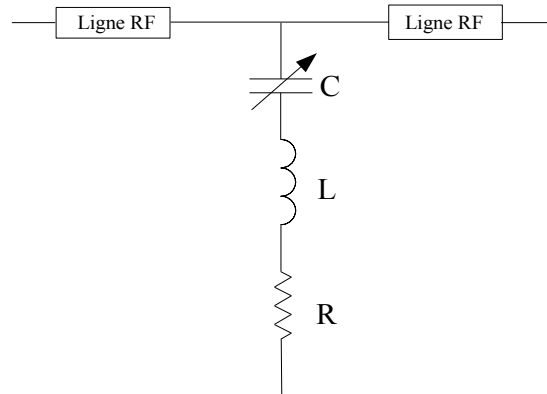


Figure II.7: Modèle RLC d'un microcommutateur capacitif parallèle

II.1.2.3. Procédé de réalisation

Les procédés de réalisation des MEMS sont pour la plus grande part directement empruntés aux procédés microélectroniques. Nous aborderons ici les aspects qui sont spécifiques des réalisations MEMS comme les couches sacrificielles et la contrainte des membranes relâchées.

II.1.2.3.1. Couches sacrificielles

La particularité principale des MEMS est la mobilité mécanique des structures. Celle-ci n'est pas du tout naturelle dans un procédé micro-électronique puisque le dépôt de couche se fait en sandwich et donc toutes les couches sont unies les unes aux autres.

Pour permettre de libérer une membrane mécanique, il convient alors de déposer une couche particulière qui sera retirée en partie de la structure par la suite: c'est la couche sacrificielle.

Le choix du matériau pour la couche sacrificielle, associé à un produit de gravure sélectif est capital dans l'élaboration d'un microsystème. Deux familles de produits de gravure peuvent être dissociées [II.16].

Les gravures isotropiques gravent dans toutes les directions à la même vitesse. Il est à noter que certains matériaux comme le dioxyde de silicium sont plus précis à graver notamment lorsqu'il est nécessaire de graver horizontalement entre deux couches. En contrôlant le temps de gravure à l'acide fluorhydrique, il est possible d'obtenir une précision supérieure à 2 microns sur la distance gravée horizontalement.

Les gravures anisotropiques vont, sur des matériaux cristallins, privilégier certaines directions du cristal. Ainsi dans le cas du Silicium gravé par de l'hydroxyde de potassium (KOH), la gravure sera forte dans la direction $\langle 100 \rangle$ et faible dans la direction $\langle 111 \rangle$ avec un ratio de 500 pour la vitesse de gravure. De plus, cette gravure s'arrête lorsqu'elle rencontre un silicium dopé P par du bore.

Il est ainsi possible de retirer à certain endroit le substrat Silicium pour le remplacer par de l'air. Cette technique permet, par exemple, de créer des guides d'onde CPW à très faibles pertes (Figure II.8.a) [II.17] ou des antennes intégrées sur substrat silicium (Figure II.8.b) [II.18].

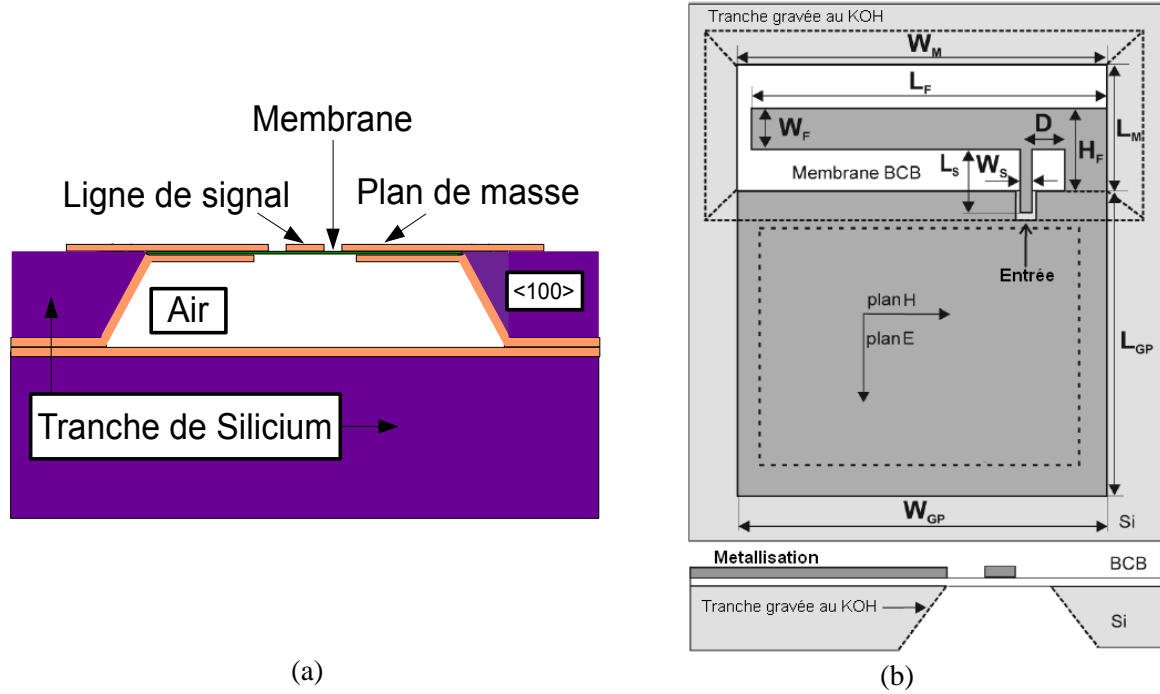


Figure II.8: (a) ligne CPW micro-usinée pour réduire les pertes d'insertion (b) antenne micro-usinée sur substrat air

II.1.2.3.2. Contrainte dans les membranes suspendues

Les MEMS sont encore plus sensibles que les circuits intégrés classiques au problème de contrainte. La contrainte, dénotée σ_a , est assez simple à définir dans les cas d'une poutre qu'on déforme par un étirement comme sur la figure II.9. C'est une quantité sans dimension.

$$\sigma_a = \frac{\Delta L}{L_0} \quad (\text{II.2})$$

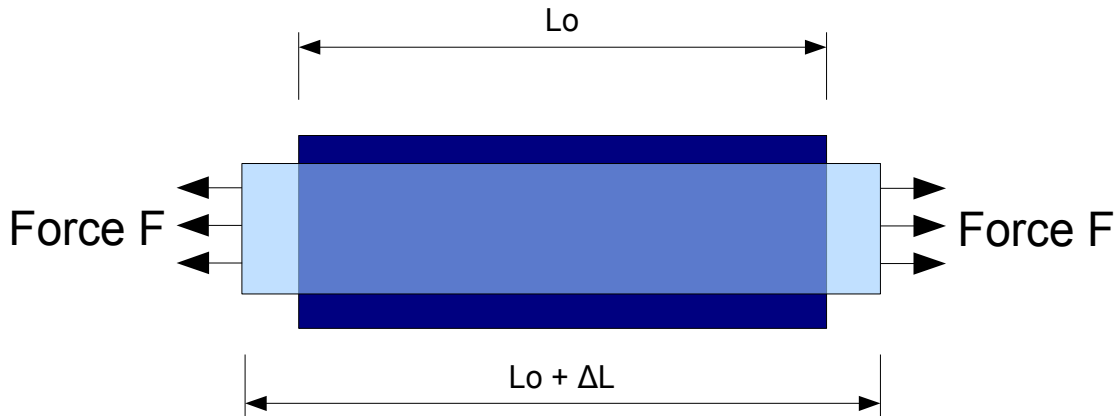


Figure II.9: Élongation d'une structure causée par une force F

Le contrainte est une pression qui se définit comme le rapport d'une force et de la surface où s'applique cette force (II.3). Il s'exprime en général en Pascal:

$$\sigma = \frac{\text{Force}}{\text{Surface}} \quad (\text{II.3})$$

Selon la convention standard de signe, une contrainte d'étirement sera positive et une contrainte de compression sera négative.

Ces deux paramètres sont liés par une constante pour une utilisation élastique des matériaux (après une déformation, le matériau revient à l'identique). Cette constante est le module de Young, il caractérise chaque matériau.

Dans le cas de dépôt d'une couche fine sur un substrat, celle-ci va présenter une contrainte résiduelle. L'origine de ce contrainte peut venir de deux causes distinctes classées en deux familles, les causes intrinsèques et les cause extrinsèques.

La contrainte intrinsèque résulte en général d'un mauvais équilibre du film déposé. Pendant la déposition, après avoir atteint la surface, les atomes peuvent ne pas avoir l'énergie cinétique ou le temps suffisant pour former la structure cristalline désirée. Cette structure atomique non équilibrée est porteuse d'une contrainte interne. Il est possible par la suite de réduire cette contrainte par un dépôt à température élevée pour forcer un réarrangement de la structure.

La deuxième source de contrainte provient de la différence de coefficient thermique entre le film déposé et le substrat. Quand la température de dépôt est plus haute que la température de fonctionnement du composant, après refroidissement, une contrainte résiduelle est présente dans la couche fine.

Si on s'intéresse au cas d'une membrane relâchée, on comprend bien que la contrainte va avoir un effet important sur la forme de celle-ci. Dans le cas d'une contrainte d'étirement (qui est en général le cas pour nos structures), une membrane de type pont va naturellement se relever en son centre (Figure II.10). Dans ce cas, la tension d'activation ne sera pas celle qui aurait été calculée pour une structure plane. Il convient donc de prêter une grande attention à ce facteur difficilement prévisible. Les tolérances pour un process sont en général de 30 %.

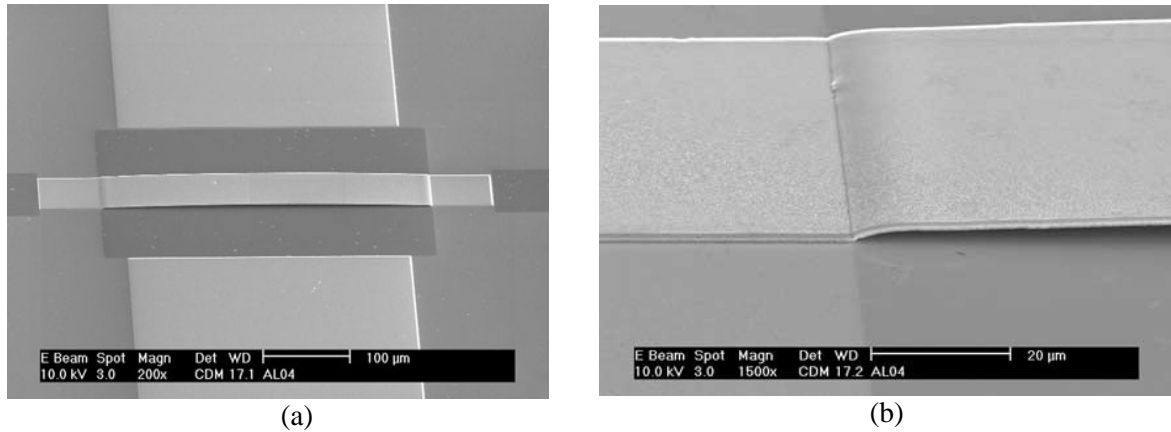


Figure II.10: (a) Membrane de type pont, (b) gros plan sur l'ancrage

II.1.2.4. Procédés d'activation

II.1.2.4.1. Électrostatique

La plupart des microcommutateurs MEMS RF utilisent l'activation électrostatique. Le principe d'actionnement suppose qu'en appliquant une différence de potentiel entre deux électrodes d'activation (membrane et électrode inférieure), une force électrostatique d'attraction entre les deux plaques est créée. Celle-ci va induire un déplacement de l'armature mobile (membrane) entraînant une variation de la capacité. Il reste maintenant à savoir quelle est l'expression de cette tension d'activation permettant la mise à l'état bas du MEMS. La Figure II.11 présente une vue simplifiée en coupe du mécanisme mis en oeuvre.

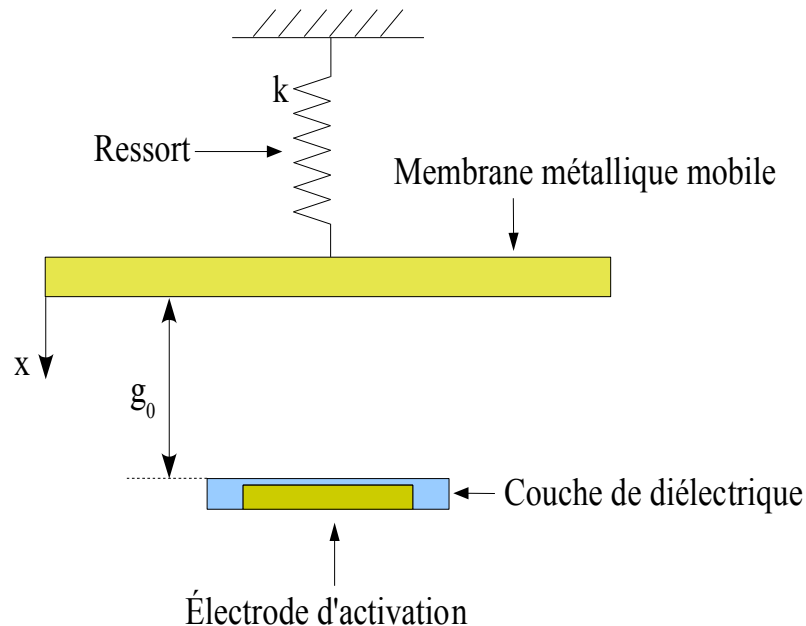


Figure II.11: Schéma simple d'un microcommutateur à actionnement électrostatique

Le microcommutateur fait intervenir deux forces: la force mécanique F_m due à l'abaissement ou au relèvement de la membrane mobile, et la force électrostatique F_e causée par le champ électrostatique lui-même qui dérive de la tension continue. L'équation (II.4) donne l'expression de la force élastique et l'équation (II.5), celle de la force électrostatique [II.19]:

$$F_m = -kx \quad (\text{II.4})$$

$$F_e = \frac{1}{2} V_p^2 \frac{dC(x)}{dx} = \frac{1}{2} V_p^2 \frac{\epsilon S}{(g_0 - x)^2} \quad (\text{II.5})$$

où k est la constante de raideur du ressort qui soutient la poutre, x est le déplacement de la membrane, $C(x)$ la capacité entre l'électrode et la membrane en fonction de x , ϵ la permittivité diélectrique de la région entre la membrane et l'électrode d'actionnement, g_0 est la hauteur initiale de la membrane avant polarisation, S représente la surface en regard entre la membrane et l'électrode et V_p correspond à la tension d'activation. Ce système est à l'équilibre si la somme de ces deux forces est égale à zéro (relation II.6).

$$F_e + F_m = 0 \quad (\text{II.6})$$

L'égalité ci-dessus amène à résoudre l'équation d'un polynôme d'ordre 3 de variable x :

$$x^3 - 2g_0x^2 + g_0^2x - \frac{V_p^2\epsilon S}{2k} = 0 \quad (\text{II.7})$$

Les électrodes mobiles ont une variation linéaire sur un tiers de la hauteur, soit $g_0/3$. Cette hauteur correspond à une tension d'activation V_p de la forme:

$$V_p = \sqrt{\frac{8k g_0^3}{27\epsilon S}} \quad (\text{II.8})$$

De plus, pour que le MEMS soit complètement à l'état bas, on préfère appliquer une tension légèrement supérieure à V_p , typiquement de l'ordre de 1,2 à 1,4 fois V_p [II.5]. Généralement V_p est comprise entre 20 V et 80 V [II.11-II.20]. Comme celles-ci sont assez élevées, les concepteurs essaient de trouver le meilleur compromis entre les différents paramètres k , g_0 ou S pour les diminuer, voire même proposer de nouvelles solutions [II.7-II.21].

II.1.2.4.2. Thermique

Le tableau II.2 expose les caractéristiques élastiques et thermiques de différents matériaux couramment utilisés en micro-électronique.

Le principe de l'actionneur thermique repose sur la dilatation des matériaux sous l'action d'un échauffement généré par effet Joule: c'est l'effet bilame thermique. Les deux matériaux utilisés doivent avoir une extension thermique la plus différente possible. Ainsi le CEA-LETI a utilisé, dans le cadre des projets MIRA1 et MIRA2, pour actionner ses MEMS thermiques, un bilame Nitrure de Silicium-Aluminium [II.6].

<i>Propriétés</i>	<i>Module de Young (G Pa)</i>	<i>Conductivité thermique(W/cm °C)</i>	<i>Extension thermique (10-6/°C)</i>
SiC	700	3,5	3,3
Si	190	1,6	2,3
Al ₂ O ₃	530	0,5	5,4
Si ₃ N ₄	385	0,2	0,8
Or	80	3,2	14,3
Nickel	210	0,9	12,8
Acier	210	1	12
Aluminium	70	2,4	25

Tableau II.2: Caractéristiques élastiques et thermiques des différents matériaux

II.1.2.4.3. Magnétostatique

Pour utiliser des forces magnétiques, il est nécessaire d'intégrer des matériaux et des dispositifs relativement complexes (bobines MEMS notamment). Cependant, ce type d'actionnement induit des forces plus importantes (comparativement aux forces électrostatiques) et il en résulte des distances d'interaction plus importantes. De plus, les forces magnétiques peuvent être attractives ou répulsives.

Par ailleurs, grâce aux matériaux magnétiques, il est possible de réaliser des commutateurs bistables qui ne consomment de l'énergie que lors de l'actionnement, puisque les propriétés magnétiques peuvent être intrinsèques. Néanmoins, la phase d'actionnement demande beaucoup de puissance et ce type de composant est plus difficile à intégrer.

II.1.2.4.4. Piezoélectrique

Les actionneurs piézoélectriques sont basés sur la faculté des matériaux piézoélectriques à se déformer mécaniquement sous l'impulsion d'une excitation électrique. L'origine physique de ce phénomène provient de la création de dipôles électriques dans un matériau diélectrique soumis à un champ électrique extérieur. Ces dipôles vont engendrer un moment dipolaire qui est linéairement dépendant du champ électrique extérieur. Dans les MEMS, ce sont notamment les cristaux de ZnO, LiTaO₃, AlN et de PZT qui sont utilisés comme actionneurs.

Le tableau II.3 résume les avantages et inconvénients de chaque technique d'activation.

<i>Mécanisme</i>	<i>Densité énergétique (J/cm³)</i>	<i>Pression (N/cm²)</i>	<i>Déplacement (μm)</i>	<i>Consommation</i>	<i>Temps de réponse (μs)</i>	<i>Compatibilité avec circuits intégrés</i>
Electrostatique	0,1	100	1	Très faible	10	haute
Magnétostatique	1	100	10	Moyenne	100	moyenne
Thermique	0,1	10 ⁴	1	Importante	100	haute
Piezoélectrique	0,1	10 ⁴	1	Très faible	10	moyenne

Tableau II.3: Comparaison entre les différents types d'actuation

II.1.2.5. Mise en boîtier

La mise en boîtier ou packaging est certainement le problème le plus crucial actuellement rencontré empêchant l'essor des MEMS. Si dans les circuits microélectroniques, le packaging est très bien maîtrisé, il représente cependant un coût très important sur le prix final (30 à 60%). Dans le cas des micro-systèmes, le boîtier doit protéger la structure mobile des agressions extérieures (moisissure, eau, poussières...) sans pour autant modifier son fonctionnement. Les boîtiers de type céramique sont privilégiés pour modifier au minimum les caractéristiques électromagnétiques des structures.

Il existe deux familles de boîtiers pour les MEMS. Le premier type est déposé suivant le même procédé que le MEMS lui-même, donc avec une couche sacrificielle qui doit ensuite être retirée. Le CEA-LETI a proposé une solution assez aboutie [II.22]. Une couche sacrificielle épaisse est déposée sur les micro-systèmes puis elle est recouverte de SiO_2 et des trous sont ouverts dans la membrane d'oxyde (Figure II.12.a-b). La couche sacrificielle est alors retirée par gravure sèche. Un nouveau dépôt d'oxyde est effectué pour sceller la cavité. Enfin, les plots de contact sont dégagés pour permettre la connection du composant (Figure II.12.c). Une photographie du résultat final est présentée sur la Figure II.12.d.

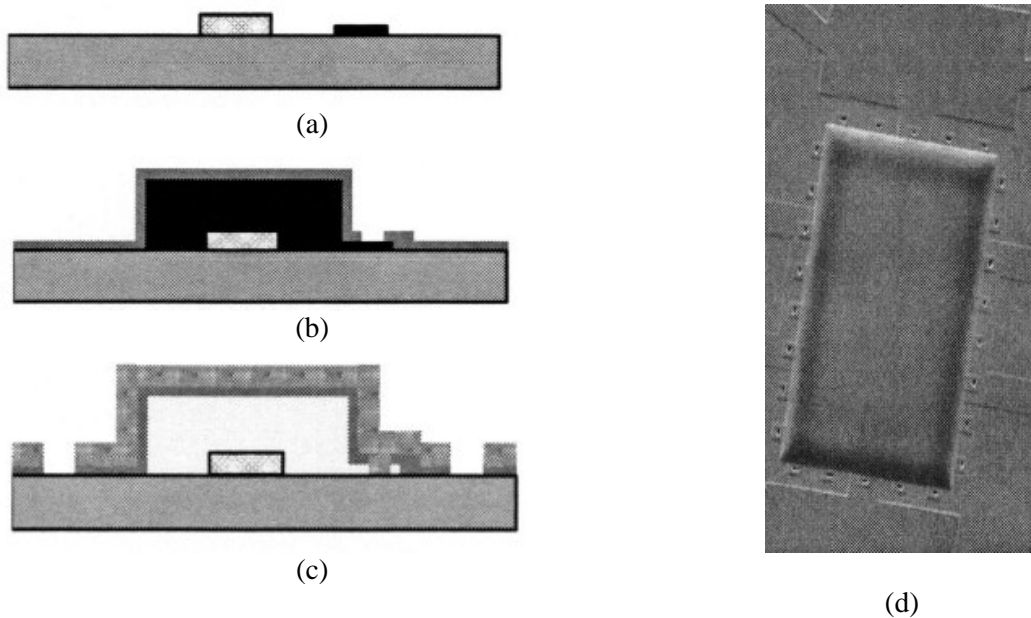


Figure II.12: (a-c) Différentes étapes d'encapsulation au LETI (d) Photographie du package final

La deuxième solution vise à reporter un encapsulage extérieur sur la structure MEMS. Le capot est micro-usiné à part puis solidarisé au substrat par des techniques de collage de substrat semi-conducteur. La compagnie Radant MEMS a développé cette technique pour ses micro-commutateurs (Figure II.13) [II.23].

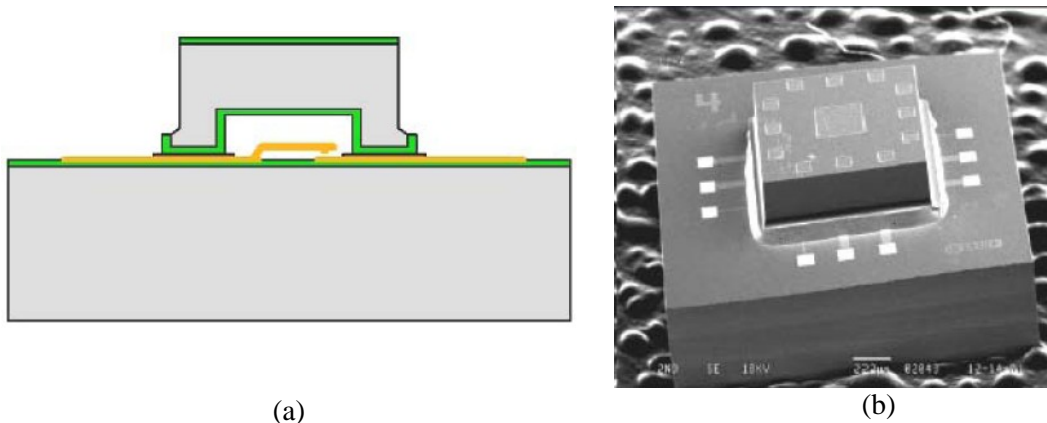


Figure II.13: (a) Schéma et (b) photographie d'encapsulation du MEMS série de Radant MEMS

II.1.3. État de l'art des microcommutateurs

II.1.3.1. Les microcommutateurs série

Des solutions utilisant cette architecture ont été proposées par de nombreuses sociétés et universités (Radant MEMS, Teravicta, Omron, Rockwell, CEA-LETI, ST Microelectronics, Motorola, HRL, Samsung, Berkeley, l'Université d'Illinois, l'Université du Michigan, LAAS, l'Université de Limoges,...) [II.3], [II.9], [II.24]. Deux types de structures sont principalement utilisés, ceux où la poutre mobile sert de ligne de transmission [II.25] (Figure. II.14) et ceux où la poutre va simplement permettre le contact entre les deux extrémités d'une ligne de transmission coupée [II.26]. Pour le premier type de structure, le composant le plus abouti est développé par Analog Devices/Radant MEMS [II.27]. Il présente une isolation de 27 dB et des pertes d'insertion de 0,15 dB à 20 GHz. La tension d'actionnement de ce micro-composant varie entre 60 et 80 V et le temps de commutation de 2 à 3 μ s suivant les géométries considérées. Le temps de commutation a une grande importance, car de nombreuses applications RF nécessitent des temps de commutation très faibles. Ce temps dépend fortement de la fréquence de résonance mécanique de la poutre, plus elle est haute, plus le temps de commutation sera faible. La structure a été fabriquée avec une épaisseur d'or importante pour rendre la poutre plus rigide ce qui permet d'obtenir une fréquence de résonance mécanique élevée variant de 100 à 300 kHz en fonction de la structure étudiée. La hauteur de la poutre au niveau du contact varie de 0,2 à 2 μ m et la résistance de contact (lorsque le microcommutateur est actionné) varie de 1 à 1,5 Ω selon la géométrie. Cette structure possède le record du nombre de commutations dépassant le milliard avant cassure.

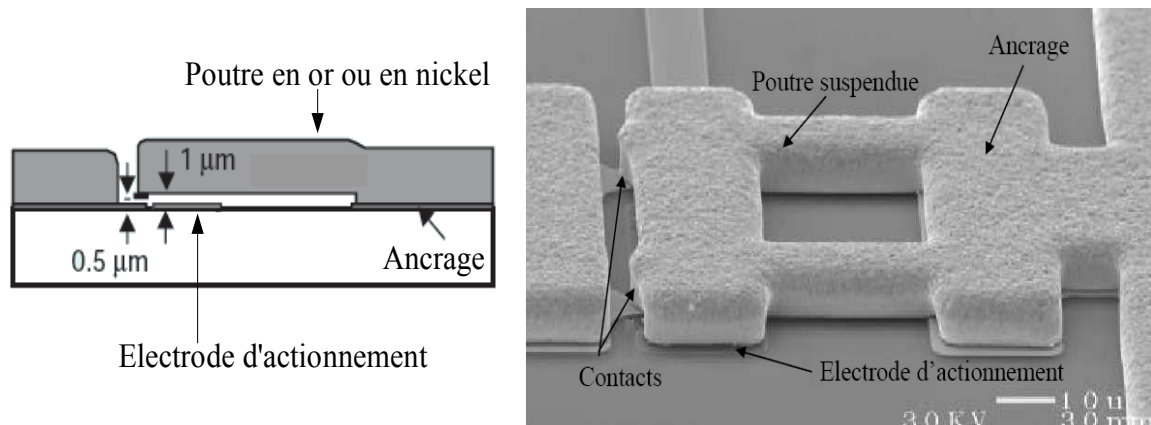


Figure II.14: Microcommutateur Analog Devices/Radant (structure et photographie)

En ce qui concerne le deuxième type de structure, le microcommutateur développé par Rockwell [II.28] présente de meilleures caractéristiques (Figure II.15). L'isolation présentée par ce composant est de 20 dB jusqu'à 90 GHz (30 dB à 40 GHz), ses pertes d'insertion sont de 0,1 dB pour des fréquences variant de 0,1 à 50 GHz. Son temps de commutation varie de 8 à 10 μ s et sa tension d'actionnement de 50 à 60 V suivant la géométrie considérée. La poutre de la structure est ancrée en quatre points grâce à des ressorts (Figure II.15a) qui permettent de diminuer la tension de commutation. Les électrodes d'actionnement en or ont une surface de 75 x 75 μ m² pour une épaisseur de 0,25 μ m. La membrane est en dioxyde de silicium, elle a une épaisseur de 2 μ m. Le contact métallique en or a une épaisseur variant de 0,5 à 1 μ m et une hauteur variant de 2 à 2,25 μ m. La résistance de contact varie également en fonction de la géométrie du composant. Lorsque le contact est actionné, cette résistance est comprise entre 0,8 et 2 Ω . Les dimensions globales du composant sont d'environ 150 μ m x 250 μ m.

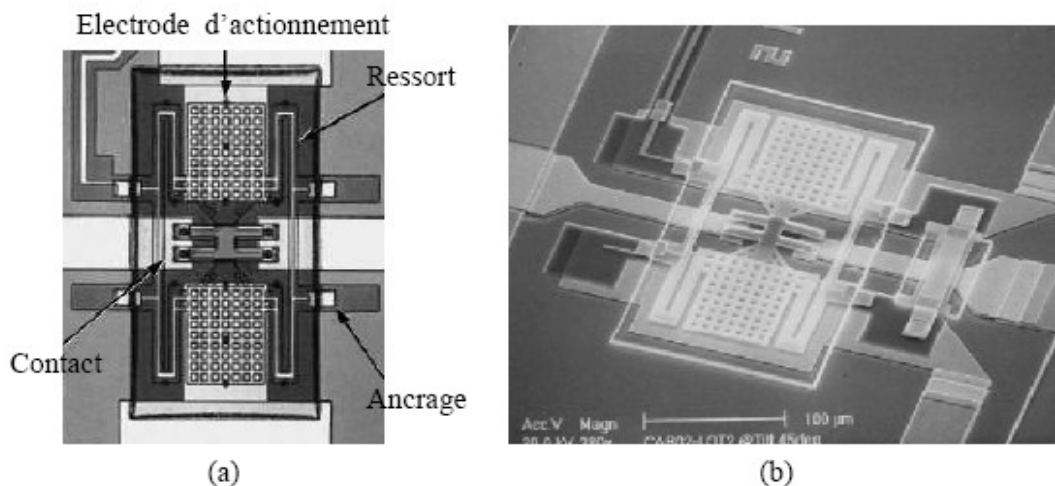


Figure II.15: Microcommutateur de Rockwell, (a) Structure vue de dessus, (b) photographie

Une autre solution basée sur une activation thermique a été proposée par le CEA-LETI [II.6]. Une telle structure combine avantageusement un déplacement important et une faible tension d'actuation propre à l'actionnement thermique, avec une faible consommation du maintien électrostatique (quasiment nulle). Un courant est injecté dans deux résistances situées de part et d'autre de la poutre (Figure II.11.a). Par effet Joule, on obtient un échauffement local qui se

transmet par convection aux matériaux environnants. Les plots d'actionnement en aluminium sont collés à la membrane en nitrure de Silicium (Si_3Ni_4). Par l'action de deux matériaux qui n'ont pas la même constante de dilatation thermique (principe du bilame), on obtient une force mécanique qui déforme la poutre jusqu'à ce que l'électrode métallique située sous la poutre vienne en butée sur la ligne coplanaire (Figure II.11.b). Les électrodes de maintien supérieures sont dans la poutre. Elles sont situées à proximité des résistances de chauffage, en regard avec les plans de masse de la ligne coplanaire qui jouent le rôle d'électrodes de maintien inférieures (Figure II.11.c). Une fois la poutre déformée par effet de contraintes thermoélastiques différentielles, un potentiel est appliqué aux électrodes supérieures. La force électrostatique ainsi générée maintient le contact fermé.

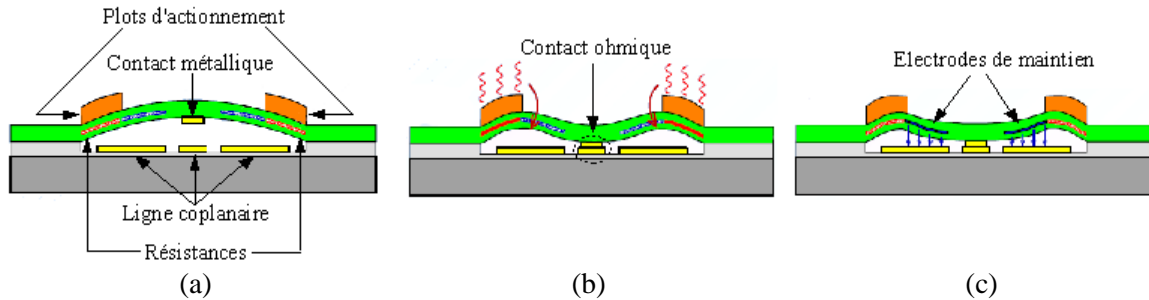


Figure II.16: Schéma et principe de fonctionnement du microcommutateur à actionnement électrothermique et maintien électrostatique du LETI (a) au repos (b) actionnement thermique et (c) rétention électrostatique

Ces microcommutateurs sont à contact série "métal vers métal" basé sur le contact métallique entre la poutre supérieure et la ligne RF centrale de la ligne coplanaire. La ligne coplanaire est constituée d'or d'une épaisseur de $0,9 \mu\text{m}$ construite sur un substrat silicium haute résistivité ($> 1\text{k}\Omega\cdot\text{cm}$) avec $2 \mu\text{m}$ d'épaisseur de dioxyde de silicium. Le pont suspendu est à une distance de 1 à $2 \mu\text{m}$ de la ligne RF de transmission à l'état "OFF". L'électrode supérieure de contact a une épaisseur de $0,5 \mu\text{m}$ (Figure II.17). Les techniques de fabrication de ces microcommutateurs sont celles utilisées en microélectronique standard et ces composants MEMS sont intégrables sur des technologies CMOS.

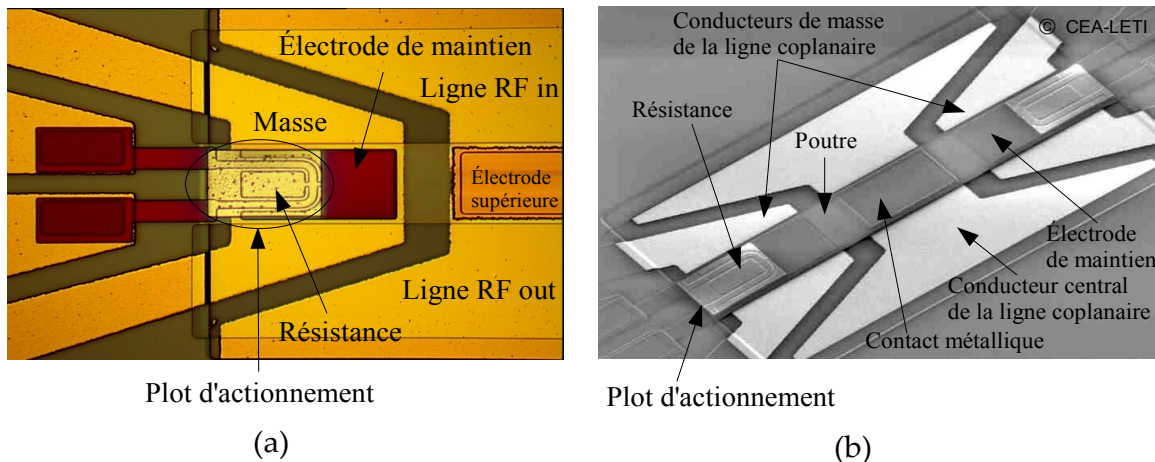


Figure II.17: (a) vue de dessus de la zone de contact, (b) vue de l'ensemble du microcommutateur

Enfin, la compagnie Magfusion a commercialisé en 2003 une solution basée sur l'activation magnétique. C'est un commutateur bistable magnétique illustré sur la figure II.18. Son principe de

fonctionnement repose sur la mise en mouvement d'un balancier en matériau magnétique comportant à une de ses extrémités un contact électrique. Cette poutre va passer d'une position à l'autre lors du passage d'un courant dans une bobine située sous ce balancier. Après commutation, le système reste dans sa position grâce à la rétention magnétique. Le temps de commutation est de 50 μ s. Ce MEMS est proposé dans un package de 36 mm² et propose des performances très correctes. A 3 GHz, les pertes d'insertion sont de 0,2dB et l'isolation atteint les 45 dB. Sa durée de vie est de 10 millions de commutations.

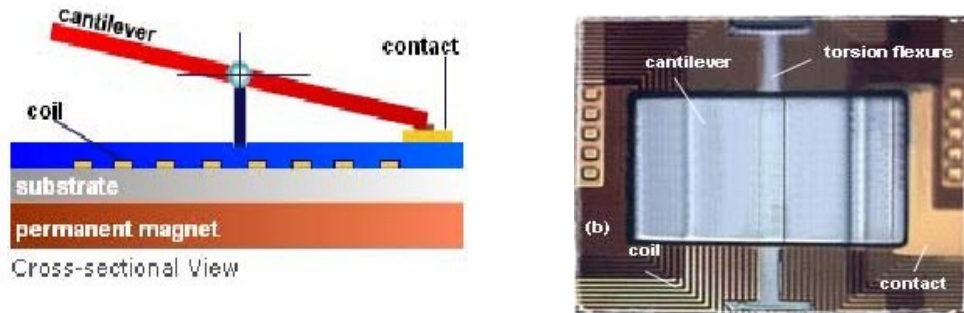


Figure II.18: MEMS magnétique Magfusion

De nombreux autres microcommutateurs ont été développés. Certains utilisent la même géométrie que ceux que nous venons de décrire. D'autre utilisent des géométries plus compliquées (ce qui implique des techniques de fabrication plus complexes). De très bonnes caractéristiques électriques et mécaniques ont également été obtenues [II.29].

II.1.3.2. Les microcommutateurs parallèles

La société Raytheon Systems Company (spin off de Texas Instruments) a développé un microcommutateur capacitif ayant de bonnes performances (Figure II.19). En effet, les pertes d'insertion sont de 0,25 dB et il est possible d'obtenir une isolation de 25 dB à 40 GHz [II.30-31].

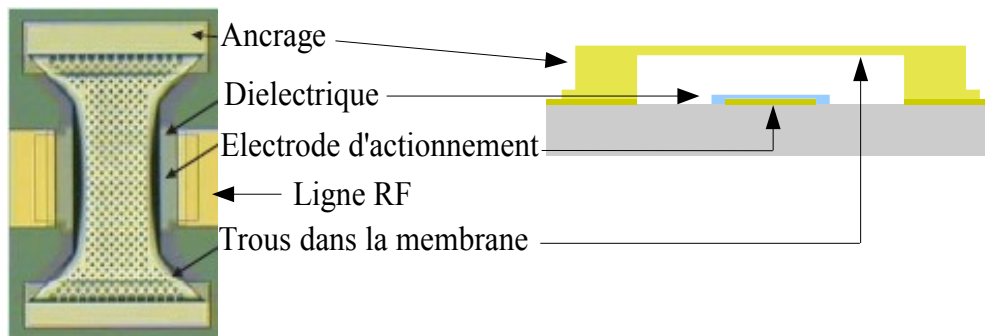


Figure II.19: (a) Photographie du switch de RATHEON SYSTEMS et (b) vue en coupe

Les tensions d'activation varient entre 10 et 60 V suivant la géométrie et le temps de commutation moyen est de 3 μ s. Ce MEMS est basé sur une membrane métal à deux points d'ancrage, placés sur les masses de la ligne coplanaire. La poutre mobile est en aluminium, sa longueur est comprise entre 250 et 350 μ m et son épaisseur est de 0,5 μ m. Le diélectrique (Si_3N_4) a une épaisseur de 0,1 μ m. La capacité présentée par le composant à l'état bas (C_{off}) est comprise entre 1 et 6 pF et le rapport capacité à l'état haut/capacité à l'état bas $C_{\text{on}}/C_{\text{off}}$ varie de 80 à 120 en fonction de la géométrie de la structure.

L'Université du Michigan a développé un microcommutateur capacitif parallèle alliant également d'excellentes performances microondes (30 dB d'isolation à 20 GHz) et une tension d'activation de

l'ordre de 8 à 15 V [II.32]. L'utilisation d'ancrages à serpentins (Figure II.20) a contribué à diminuer la constante de raideur du pont et donc à abaisser la tension d'activation.

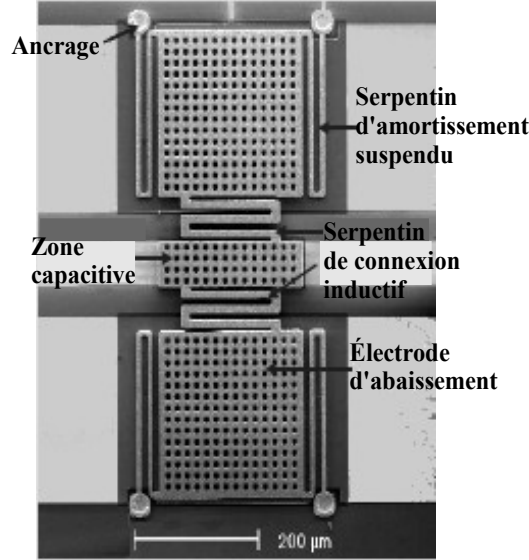


Figure II.20: Microcommutateur développé par l'université du Michigan

Nous avons présenté quelques exemples de microcommutateurs ohmiques et capacitifs. Il faut savoir qu'il existe aussi des configurations capacitives de MEMS série [II.33] et inversement des architectures parallèles à contact ohmique [II.34].

II.2. CAPACITÉS VARIABLES

II.2.1. Diode varactor

Une diode varicap est constituée d'une simple jonction PN (Figure II.21.a). Si la jonction P⁺N est polarisée en inverse, la zone de charge d'espace créée, possède une largeur d qui peut être commandée par la tension inverse appliquée. De cette manière, la diode polarisée en inverse possède un comportement identique à un condensateur à plaques parallèles. La zone libre de charge ou zone dépeuplée synthétise le diélectrique, et les couches de semi-conducteur simulent les deux plaques du condensateur. La valeur de la capacité est alors donnée par la relation (II.9): où ϵ est la permittivité du substrat, S la surface de la jonction en m², d représente la largeur de la zone dépeuplée en porteur ou zone de charge d'espace.

$$C = \frac{\epsilon S}{d} \quad (\text{II.9})$$

Si la tension inverse augmente, la largeur de la zone d augmente et la capacité C diminue. La valeur de la capacité C en fonction de la tension inverse v est donnée par l'équation (II.10) où C_0 est la capacité pour une tension nulle, ϕ le potentiel de la jonction en volts et γ un paramètre caractérisant la jonction.

$$C(v) = \frac{C_0}{(1 + v/\Phi)^\gamma} \quad (\text{II.10})$$

Si la concentration en impuretés est constante dans les zones P⁺ et N alors le paramètre γ vaut $\frac{1}{2}$ et la diode est dite à jonction "abrupte". Par contre, si la concentration n'est pas linéaire, ce paramètre peut atteindre la valeur 2, et la jonction est alors dite "hyper-abrupte".

La figure II.21.b représente la courbe de la diode varicap MA46H120 de M/ACom utilisée dans nos réalisations qui est une jonction "hyper-abrupte" [II.35].

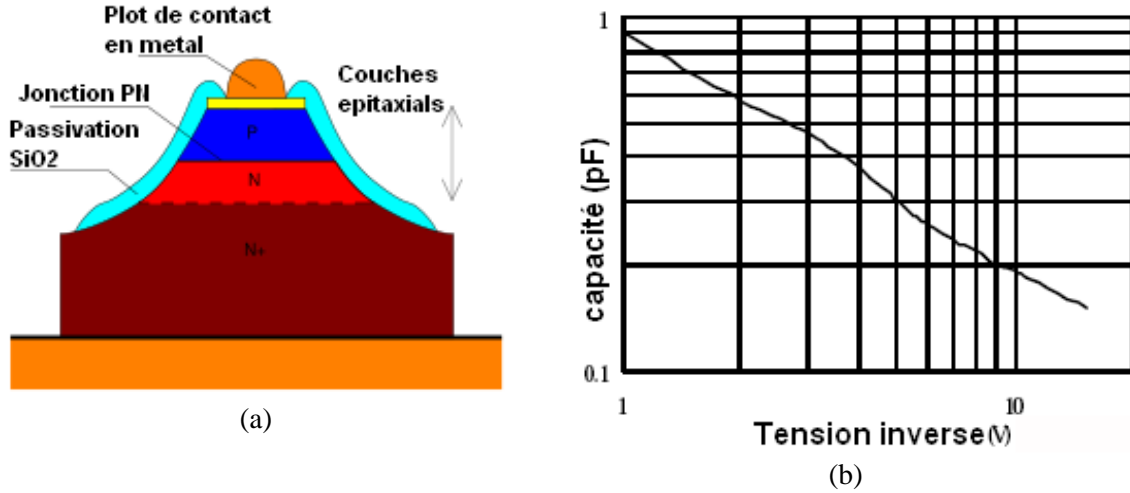


Figure II.21: (a) Vue en coupe de la diode varicap (b) Capacité en fonction de la tension inverse

Le modèle équivalent d'une diode varicap utilisée en hyperfréquences est présenté sur la figure II.22.

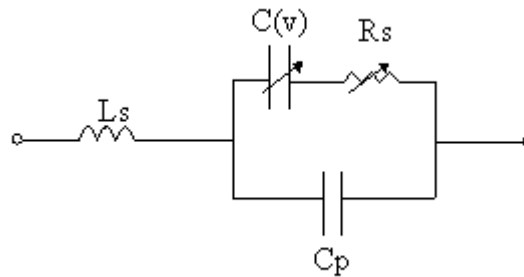


Figure II.22: Modèle équivalent de la diode varicap

Les éléments constituant ce modèle sont la capacité de la jonction $C(v)$, la résistance série $R_s(v)$, la capacité C_p due à la surface de la métallisation par rapport à la masse et l'inductance L_s due aux plots de connexion.

Il est à noter que la résistance série R_s varie en fonction de la tension appliquée aux bornes de la diode et est typiquement de l'ordre de 0,5 à 2,5 Ω . Nous pouvons aussi définir le coefficient de qualité ou de surtension Q à la fréquence f (II.11).

$$Q = \frac{1}{2\pi f R_s(v) C(v)} \quad (\text{II.11})$$

Le facteur de qualité présenté par la varicap que nous avons utilisé est de 3000 à 50 MHz pour une capacité variant de 0,15 à 1,1 pF [IV.10]. La fréquence de coupure f_c est définie comme celle pour laquelle $Q=1$.

II.2.2. Capacité variable MEMS

On distingue deux catégories de capacités varactors réalisées à partir de structures MEMS de types micro-poutres: les capacités numériques et les capacités analogiques. Les structures numériques sont généralement constituées d'un réseau de capacités commutées par des micro-commutateurs MEMS. La plage de variation de capacité de ce type de dispositif, dépend du nombre de combinaisons possibles et des valeurs des capacités du réseau. Cependant cette variation se fait uniquement suivant des valeurs discrètes. La stabilité et la reproductibilité de leur comportement constituent l'un des principaux avantages des varactors numériques. En effet, elles sont beaucoup moins sensibles aux perturbations extérieures (changements de température, accélérations, vibrations, contraintes internes...) que les structures analogiques. Un exemple de structure à 5 bits a été proposé par Goldsmith et Al basé sur des MEMS parallèles (Figure II.23.a).

La capacité peut varier de 1,5 pF à 33 pF avec un pas de 1,5 pF. Les commutateurs MEMS nécessitent des tensions d'activation 60 V. Le facteur de qualité est de 20 à 1 GHz [II.36].

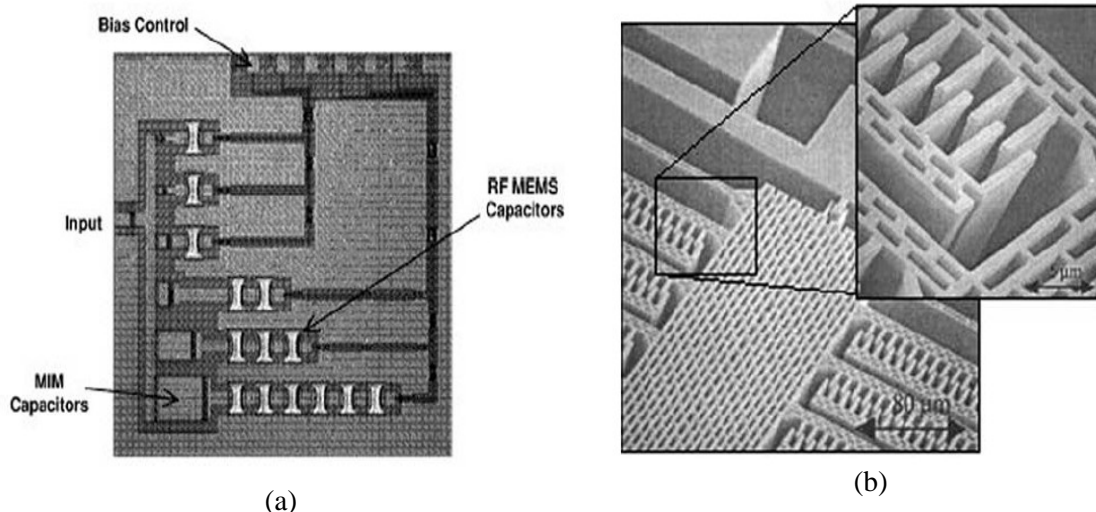


Figure II.23: (a) Réseau de capacités commutées par MEMS (b) Varactor inter-digité

Les varactors analogiques présentent une variation de capacité continue. Ces composants sont le plus souvent réalisés à partir de deux électrodes conductrices séparées par un gap d'air dans lequel se forme la capacité souhaitée. Cette capacité devient variable par déplacement d'une électrode par rapport à l'autre. On distingue deux types de capacités analogiques MEMS qui utilisent ce principe. Les réseaux de peignes inter-digités (Figure II.23.b), dont le mouvement latéral permet de faire varier la surface en regard entre les deux électrodes de ce composant et par conséquent sa capacité. Ces structures sont généralement réalisées à partir des techniques d'électrolyse métallique épaisse, dans des moules sacrificiels de polymère (procédé type LIGA), ou à partir de techniques de gravure anisotropes par exemple sur des substrats SOI (Silicon On Insulator). Ces composants présentent généralement des capacités de fortes valeurs (quelques pico-Farads) avec une plage d'accord continue conséquente. Ils sont essentiellement utilisés pour des applications basses fréquences (<1GHz). En 1998, Yao et al ont présenté une structure de ce type [II.37] avec une variation de

capacité de 200% autour de 3 pF avec une tension variant entre 0 et 14 V. Le facteur de qualité était de 34 pour une capacité de 5 pF à 500 MHz.

D'autres dispositifs sont formés d'une fine membrane métallique ou diélectrique (électrode mobile) se déplaçant sur de petites distances (1-3 μm) au-dessus d'une électrode fixe disposée sur la surface du substrat (Figure II.24.a). En réduisant ainsi le gap d'air entre les deux électrodes, la capacité formée va augmenter. De dimensions plus petites que les capacités inter-digitées (quelques centaines de μm^2 contre quelques dizaines de mm^2), les capacités de type micro-poutre ou de type plaque présentent généralement des valeurs plus faibles (centaines de femto-Farads) avec une plage d'accord continue moins élevée. Cet accord dépend du type d'actionnement utilisé. Dans le cas d'une commande électrostatique, la plage d'accord est limitée par le phénomène d'instabilité de la micro-poutre. Une électrode mobile peut être déplacée de manière continue sur 1/3 de sa hauteur avant qu'un phénomène de contre-réaction positive ne provoque l'écroulement de la membrane mobile (phénomène utilisé pour faire commuter les microsystèmes).

L'Université de Columbia a proposé la structure décrite sur la figure II.24.b utilisant une membrane fixe isolée du substrat et une seconde membrane mobile. Cette structure permet d'améliorer le coefficient de qualité de la capacité, il est de 60 à 1 GHz. La valeur de la capacité peut être déplacée de 25 % autour de 2 pF avec une variation de 5 V [II.38].

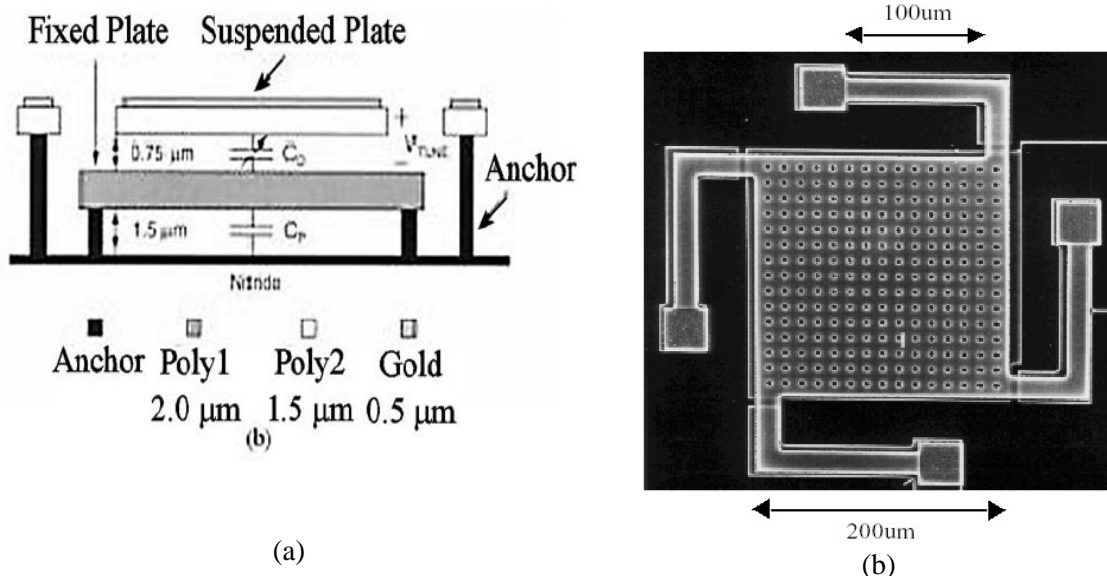


Figure II.24: Varactor MEMS avec membrane mobile: (a) Schema et (b) Photographie

Certaines structures ont été développées pour étendre cette plage de variation au-delà de cette limite d'instabilité de la poutre [II.39-40-41-42].

Zou et al. ont présenté une structure utilisant 3 électrodes, deux électrodes d'actuation et la capacité variable à proprement parler. Ces trois électrodes mobiles sont situées à des distances différentes de la partie fixe (Figure II.25), la capacité variable étant la plus proche de la partie fixe.

Ainsi la variation continue des électrodes sur 1/3 de leur distance permet d'obtenir un déplacement proportionnellement supérieur de la capacité variable. Dans cette réalisation, une variation de 70 % est obtenue [II.43].

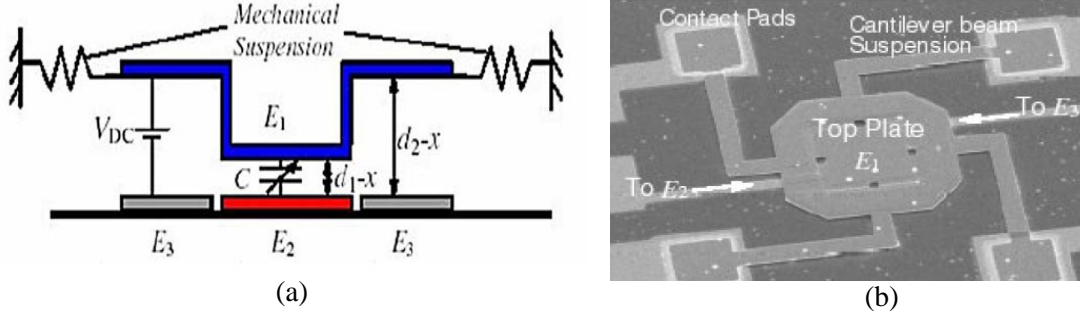


Figure II.25: Varactor MEMS avec excursion améliorée: (a) schéma et (b) photographie

II.3. CIRCUITS PASSIFS ET ACTIFS

II.3.1. Coupleur hybride

II.3.1.1. Coupleur à ligne de transmission quart d'onde

Le coupleur hybride (90° , 3 dB) est largement utilisé dans les circuits microondes pour jouer le rôle de diviseur de puissance. Les coupleurs hybrides conventionnels consistent en quatre lignes de transmission quart d'onde d'impédance caractéristique Z_0 et $Z_0/\sqrt{2}$ (Figure II.26).

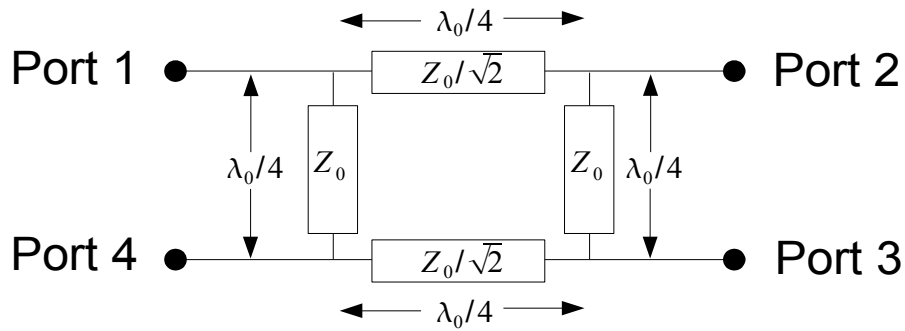


Figure II.26: Configuration d'un coupleur hybride -3 dB, 90°

Le coupleur hybride parfait divise en quadrature un signal entrant sur le port 1 entre le port 2 (port direct) et le port 3 (port couplé). On a donc $S_{21} = -jS_{31} = -3$ dB. Le port 4 (port isolé) ne reçoit aucune énergie. Le port 1 doit avoir une adaptation parfaite. On a donc en linéaire: $S_{11} = S_{41} = 0$.

II.3.1.2. Coupleur hybride quasi-discret

Le principe de ce coupleur est de relier deux lignes de transmission par deux admittances identiques Y espacées d'une longueur électrique de 45° (Figure II.27).

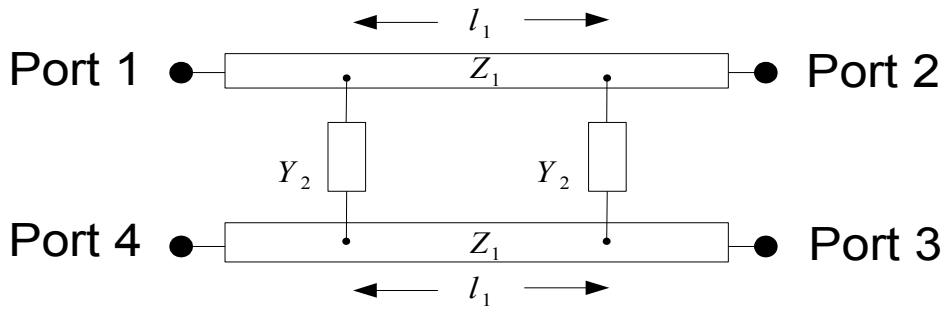


Figure II.27: Coupleur hybride quasi-discret

C'est en 1968 que Peppiatt, Hall et Mc Daniel présentent pour la première fois un coupleur quasi-discret [II.44]. Ils l'utilisent alors comme un coupleur 10dB. La structure est alors composée de deux lignes de propagations $50\ \Omega$ reliées par des capacités.

En 1981, Toyoda s'intéresse à nouveau à ce coupleur, et il remplace les capacités par des diodes varactors [II.45]. Cependant, il impose une longueur électrique de 90° entre les varactors, qui n'est pas la plus favorable à cette structure (Figure II.28). Il utilise alors cette structure comme un coupleur directif dont le couplage est reconfigurable. Il fait varier le couplage entre les ports direct et couplé de -20 dB à -4 dB.

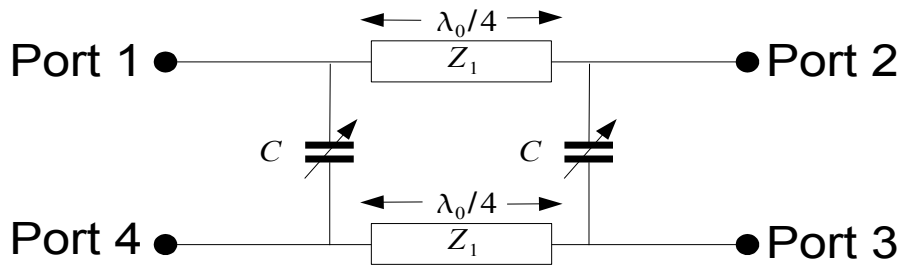


Figure II.28: Coupleur quasi-discret proposé par Toyoda

Il faut attendre 1989 pour que Fusco propose une étude théorique du fonctionnement d'une telle structure [II.46]. Il prouve qu'en choisissant une valeur d'admittance adéquate, cette structure se comporte comme un coupleur hybride parfait. Il présente aussi la possibilité d'utiliser des selfs à la place des capacités. Les différentes équations seront présentées plus loin dans ce document.

II.3.1.3. Hybride reconfigurable

Des nombreuses solutions ont été abordées depuis les années 50 pour réaliser des coupleurs directifs reconfigurables. La première topologie a été présentée en 1963, elle utilisait deux guides d'ondes couplés par des iris avec une languette diélectrique se déplaçant dans l'un des guides d'onde (Figure II.29.a). L'objectif n'est pas de réaliser un coupleur hybride mais un coupleur dont le couplage reconfigurable peut alors être modifié de -3 dB à -12 dB [II.47].

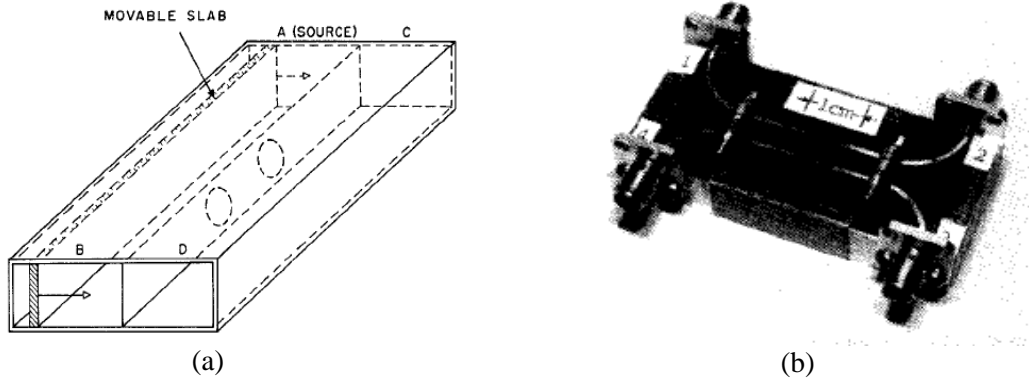


Figure II.29: (a) Guide d'onde couplé reconfigurable (b) Coupleur quasi-discret reconfigurable en fréquence

La première réalisation à base d'éléments actifs est proposée en 1981 par Toyoda. Elle a déjà été décrite précédemment. D'autres réalisations pour reconfigurer la fréquence de fonctionnement ont aussi été proposées. En 1994, Fusco propose une évolution de son coupleur semi-discret en remplaçant les capacités par des varactors manuels (Figure II.29.b). Il montre alors que la fréquence de fonctionnement de son coupleur peut être déplacée entre 0,6 GHz et 1,9 GHz [II.48].

En 2001, un coupleur directionnel 20 dB avec un résonateur LC a été présenté [II.49] et permet de reconfigurer le couplage entre 1,3 GHz et 1,9 GHz. Le principal inconvénient de cette solution est de ne pas dépasser un couplage de 20 dB sur le port isolé ce qui limite considérablement ses applications. Un coupleur reconfigurable à base uniquement d'éléments discrets est proposé en 2006 (Figure II.30.a). Il permet de déplacer la fréquence de fonctionnement entre 1,6 GHz et 2 GHz, mais les systèmes basés sur cette technologie présentent des pertes importantes [II.50]. Enfin, l'Université de Montreal a proposé récemment une topologie basée sur un coupleur à ligne de transmission quart d'onde chargée par des varactors (Figure II.30.b). Cette structure présente deux fréquences de fonctionnement à 1 GHz et 2 GHz qui sont respectivement réglables de 33 % et 10% par l'intermédiaire des varactors [II.51].

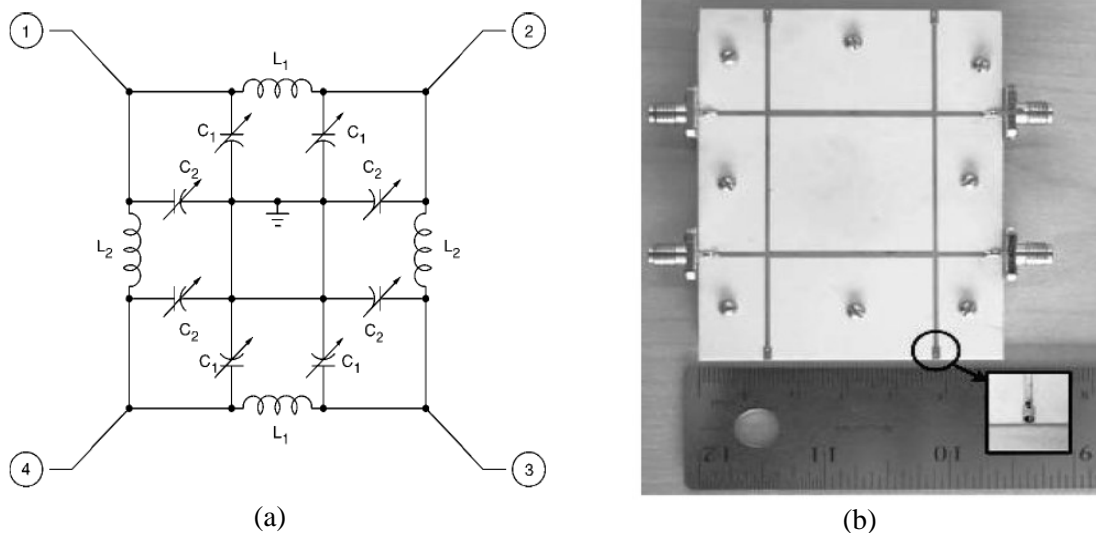


Figure II.30: (a) Coupleur discret (b) coupleur hybride chargé par des varactors

II.3.2. Déphaseur

Les déphaseurs sont utilisés pour changer la phase d'un signal transmis (phase de S_{21}).

Le déphaseur idéal a des pertes d'insertion faibles et une amplitude en transmission stable quelque soit le déphasage. Les déphaseurs peuvent être analogiques ou numériques. Les déphaseurs analogiques ont une variation continue de la phase et permettent donc d'obtenir tous les degrés de précision souhaitée. Les déphaseurs numériques ne proposent qu'un nombre discret de déphasages mais ils ont une immunité au bruit supérieure car ils font appel à des commutateurs tout ou rien.

Il existe de nombreuses architectures possibles pour la réalisation d'une cellule de déphasage et nous allons présenter les principales techniques utilisées.

II.3.2.1. Lignes commutées

La solution probablement la plus intuitive pour réaliser un déphaseur est de forcer le signal à se propager par des lignes de longueurs différentes. Ce type de déphaseurs a recours à des commutateurs de type SPNT (1 entrée, N sorties). Pour une cellule de déphasage, deux SPNT seront nécessaires et il y aura N déphasages possibles. Un SP4T réalisé par l'université du Michigan est présenté sur la figure II.31.a.

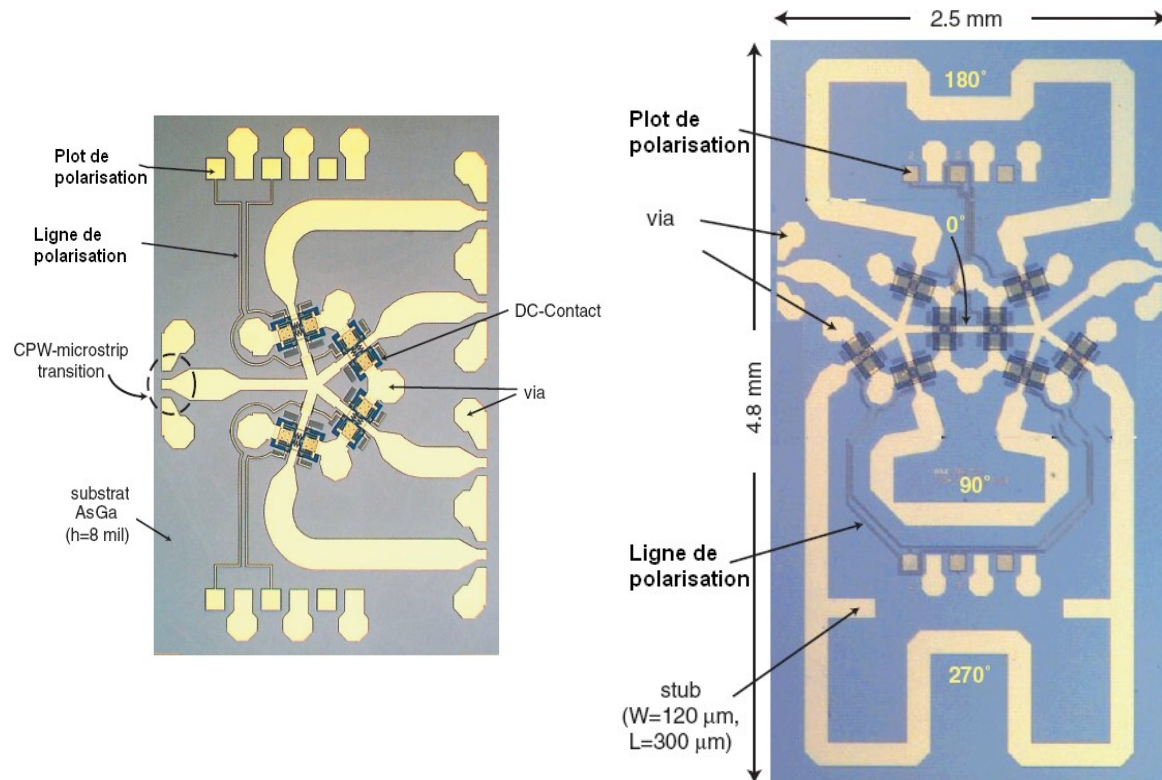


Figure II.31: (a) SP4T et (b) déphaseur à lignes commutées de l'Université du Michigan

Des commutateurs sont placés en série sur chaque sortie du commutateur. Pour diriger le signal vers une des sorties, le commutateur correspondant à cette sortie sera activé alors que les autres seront dans le mode OFF. A partir de ce SP4T, l'Université du Michigan a proposé un déphaseur de grande qualité dans la bande des 8-12 GHz (Figure II.31.b). Cette solution permet donc de

commuter entre 4 déphasages différents: 0° , 90° , 180° et 270° . Les pertes dans le pire des cas (270°) n'excèdent pas 1dB et atteignent dans le meilleur des cas 0,3 dB [II.52].

Pour augmenter le nombre de déphasages possibles, la solution est de mettre en cascade plusieurs cellules de déphasage [II.53].

Enfin, une solution alternative basée sur des commutateurs MEMS avec une architecture parallèle a été proposée par la société Raytheon [II.54].

II.3.2.2. Lignes chargées

Cette technique de déphasage permet d'obtenir des circuits très large bande. Cette solution est basée sur des lignes de transmission périodiquement chargées par des admittances. En modifiant dynamiquement la valeur de ces admittances, la longueur électrique équivalente de la ligne de transmission varie et donc le déphasage qu'elle induit aussi.

La variation des admittances peut être binaire ou linéaire. Dans le cas binaire, on pourra typiquement utiliser des MEMS de type capacitif comme cela a été proposé par l'Université de Santa Barbara en 2000. Plusieurs cellules avec différents déphasages sont mises en cascade (180° , 90° , 45°). Les cellules sont des lignes CPW chargées de manière périodique par des MEMS capacitifs (Figure II.32). Entre les cellules, le plan de masse est coupé et relié par une capacité de liaison pour bloquer le courant continu. Ainsi, chaque cellule peut être commandée indépendamment. Les pertes d'insertion moyennes observées à 26 GHz sont de 1,7 dB et l'adaptation est toujours inférieure à -7 dB [II.55]. L'erreur de phase est inférieure à $8,5^\circ$ pour tous les états.

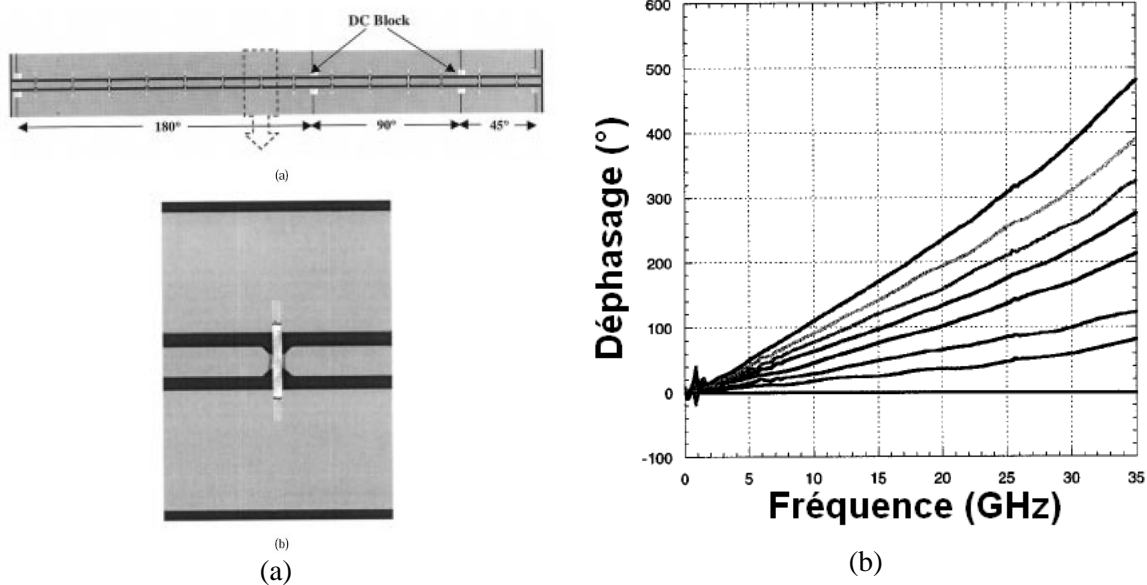


Figure II.32: Déphaseur à ligne chargée par des commutateurs MEMS: (a) Photographie et (b) mesures

La deuxième solution consiste à utiliser des admittances à variation linéaire comme les varactors. L'université de Calgary a proposé une solution très performante basée sur des varactors MEMS avec un rapport capacitif de 3,4:1 (Figure II.33). A 40 GHz, la structure permet un déphasage de 170° par dB de perte d'insertion tout en maintenant une adaptation inférieure à -10 dB [II.56]. Pour une variation de la tension entre 0 et 16 V, une variation du déphasage de 260° est obtenue pour une longueur de ligne de 400 μm .

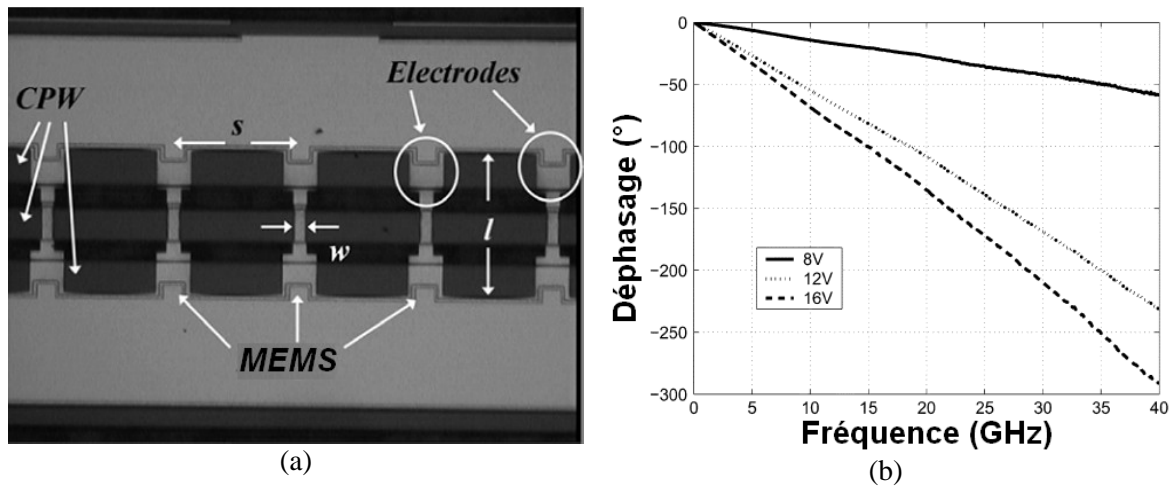


Figure II.33: Lignes coplanaires chargées par des varactors MEMS: (a) Photographie et (b) mesures

II.3.2.3. Matrice de Butler

C'est en 1961 que J. Butler propose une solution originale pour alimenter des réseaux d'antennes [II.57-58]. La matrice de Butler est aujourd'hui un des répartiteurs de faisceaux les plus répandus. C'est un circuit réciproque passif symétrique à N ports d'entrées et N ports de sorties qui alimente N éléments rayonnants produisant N faisceaux rayonnés orthogonaux différents. C'est un système parallèle, qui est composé de jonctions qui connectent les ports d'entrée aux ports de sortie par des lignes de transmission de longueurs égales. Ainsi un signal d'entrée est à plusieurs reprises divisé presque sans perte jusqu'aux ports de sortie. Le schéma d'une matrice de Butler est identique au papillon d'une FFT (Fast Fourier Transform) [II.59].

Comme la matrice de Butler standard est limitée aux puissances de deux pour le nombre d'entrée et de sorties, des terminaisons par des ports factices [II.60] ont été suggérées. Par la suite, l'introduction d'hybrides 180° a réduit par deux le nombre utile de déphaseurs. On distinguera alors deux types de matrices de Butler binaires:

- ✓ les matrices standard, employant des hybrides 90° , dont les faisceaux générés sont situés de part et d'autre de la normale au plan contenant les éléments rayonnants (Figure II.34.a)
- ✓ les matrices non standard, employant des hybrides 180° , dont les faisceaux générés sont aussi situés de part et d'autre de la normale au plan contenant les éléments rayonnants (Figure II.34.b), mais possédant un faisceau supplémentaire dans l'axe principal correspondant à la normale au réseau d'antennes.

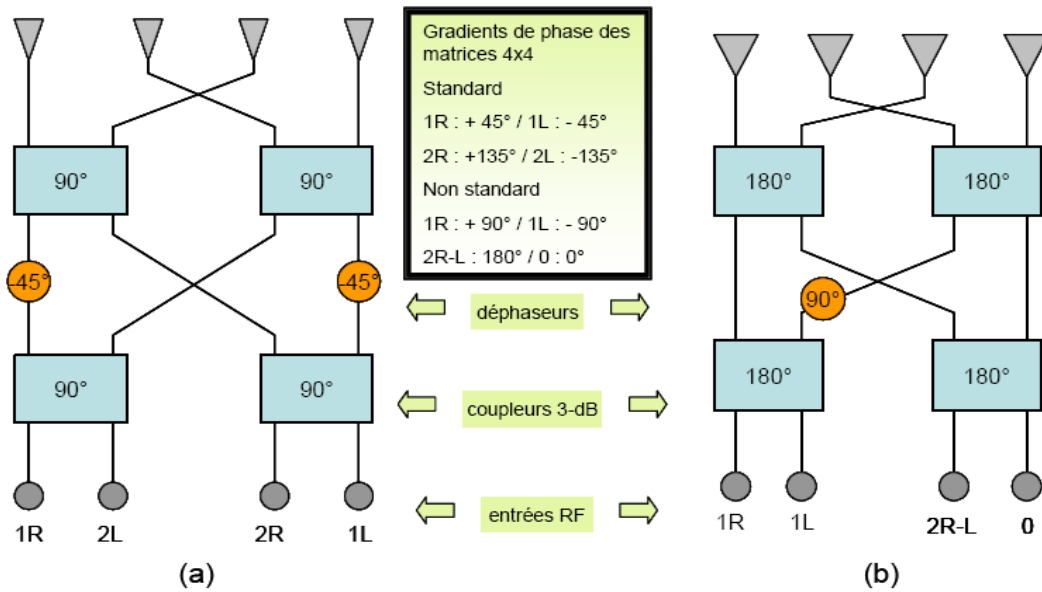


Figure II.34: (a) Matrice de Butler standard (b) Matrice de Butler non standard

Il convient aussi d'observer qu'une matrice de Butler ne devient un déphaseur actif que lorsqu'on lui adjoint un SPNT en entrée où N sera le nombre de ports d'entrée de la matrice. En choisissant de manière dynamique le port d'entrée, il est alors possible de modifier le déphasage entre les différentes sorties.

II.3.2.4. Hybride en mode réflexion

Dans une ligne de transmission terminée par une réactance pure, l'énergie incidente est réfléchie intégralement avec un changement de phase qui dépend de la valeur de la réactance. Si on l'utilise dans un circuit capable de séparer l'onde incidente de l'onde réfléchie, la phase de l'onde de sortie dépendra de la valeur de la réactance placée au bout de la ligne de transmission. Le circuit le plus simple permettant de séparer une onde réfléchie de l'onde incidente est le coupleur hybride 3dB. Il suffit de charger le port direct et le port couplé par une réactance identique. En envoyant une onde par le port d'entrée, celle-ci sera intégralement transmise au port isolé avec un déphasage correspondant à la charge réactive augmentée de 90°. Le principe de fonctionnement est décrit sur la figure II.35.

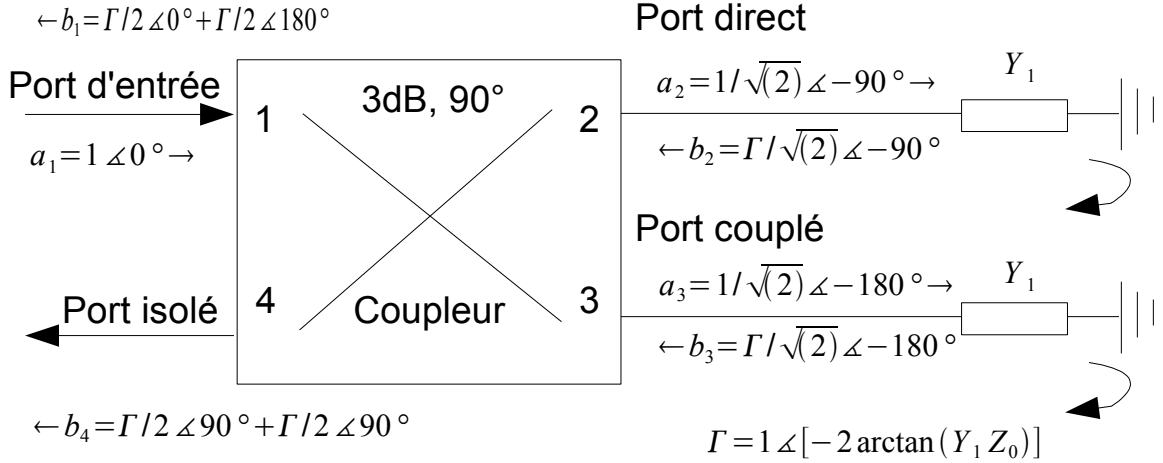


Figure II.35: Configuration d'un coupleur hybride en mode réflexion

Pour obtenir un changement de phase, il faut utiliser un élément à partie imaginaire variable. La solution la plus simple consiste à faire varier la longueur des deux lignes connectées au port direct et au port couplé de l'hybride. Le déphasage ajouté par la ligne sera égal à deux fois sa longueur électrique puisque le signal la parcourt deux fois. Dans l'équation (II.12), l est la longueur de la ligne et β est le rapport entre la pulsation de l'onde et sa longueur d'onde dans la ligne de transmission.

$$\Delta \Phi = 2 \beta l \quad (\text{II.12})$$

Une solution à base de diodes PIN a été proposée en 1979 avec quatre cellules en série permettant respectivement un déphasage de 180°, 90°, 45° et 22,5° [II.61]. Les pertes d'insertion sont de 1,6 dB sur une bande allant de 11,7 à 12,2 GHz. Le temps de commutation est de 1 ns. L'Université de Séoul a présenté en 2002 un déphaseur 2 bits intégré sur silicium avec des commutateurs MEMS [II.62]. Des commutateurs séries sont placés en cascade sur des lignes CPW (Figure II.36). Le circuit présente des pertes d'insertion moyennes entre 50 et 70 GHz de 4 dB et une adaptation inférieure à -11 dB, le tout sur une surface de 1,5 mm*2,1 mm.

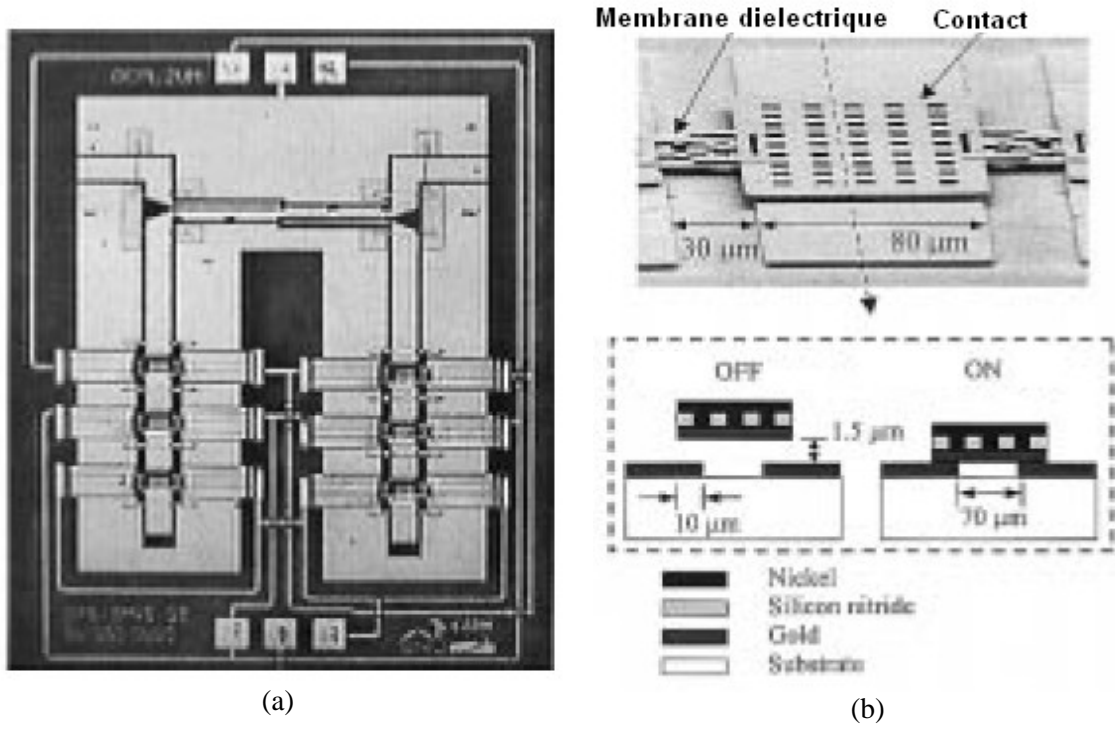


Figure II.36: Déphaseur de type réflexion (a) circuit et (b) commutateur MEMS

La deuxième solution consiste à utiliser des capacités variables. On peut par exemple utiliser des diodes varicap [II.63]. La ligne en série avec les varactors introduit un effet selfique série. Pour obtenir une dynamique de déphasage maximale, la longueur de la ligne sera choisie pour atteindre la résonance de ce circuit LC au milieu de la dynamique de variation de la capacité de la diode. La réactance de la charge passe d'une valeur inductive à une valeur capacitive. Cette augmentation de dynamique de déphasage sera cependant accompagnée d'une fluctuation de l'amplitude du signal de sortie déphasé.

En reprenant le schéma équivalent de la diode varactor (Figure II.22), on peut calculer pour l'impédance équivalente (II.13), la relation (II.14) présentant la partie imaginaire.

$$Z_{charge} = R_d + jX \quad (II.13)$$

$$X = \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_d} \right) \quad (II.14)$$

Puisque l'inductance est introduite par une ligne court-circuitée de longueur l et d'impédance caractéristique Z_0 nous pouvons écrire (II.15):

$$\omega L = Z_0 \tan(\beta l) \quad (II.15)$$

et pour une excursion $\mp \Delta X/2$ autour de $X=0$, le déphasage s'écrit (en négligeant R_d) (II.16):

$$|\Delta \phi| = 2 \arctan(\Delta X / 2 Z_0) \quad (II.16)$$

De nombreuses solutions ont été proposées pour améliorer ce système, notamment à base de charges de type échelle [II.64] ou de métamatériaux [II.65]

II.3.2.5. Déphaseur par addition vectorielle

Le principe proposé pour obtenir un déphaseur continu consiste à effectuer une addition vectorielle de deux signaux déphasés de 90° et d'amplitudes différentes [II.66]. La résultante peut prendre plusieurs valeurs d'amplitude et sa phase peut donc varier de 0 à 90° . Pour ce faire, il convient de diviser un signal incident en deux signaux déphasés de 90° l'un par rapport à l'autre, par l'intermédiaire d'un coupleur hybride par exemple.

Ces signaux alimentent ensuite deux amplificateurs identiques dont les sorties sont additionnées, grâce à un diviseur de Wilkinson.

En faisant varier les gains des deux amplificateurs indépendamment, on effectue l'addition souhaitée et on obtient alors un signal dont la phase peut être contrôlée.

La figure II.37 représente le schéma de principe de ce type de circuit. Les équations régissant son fonctionnement sont données par la relation (II.17)

$$C e^{j\varphi} = A + jB = |C| e^{j \arctan(\frac{B}{A})} \quad (\text{II.17})$$

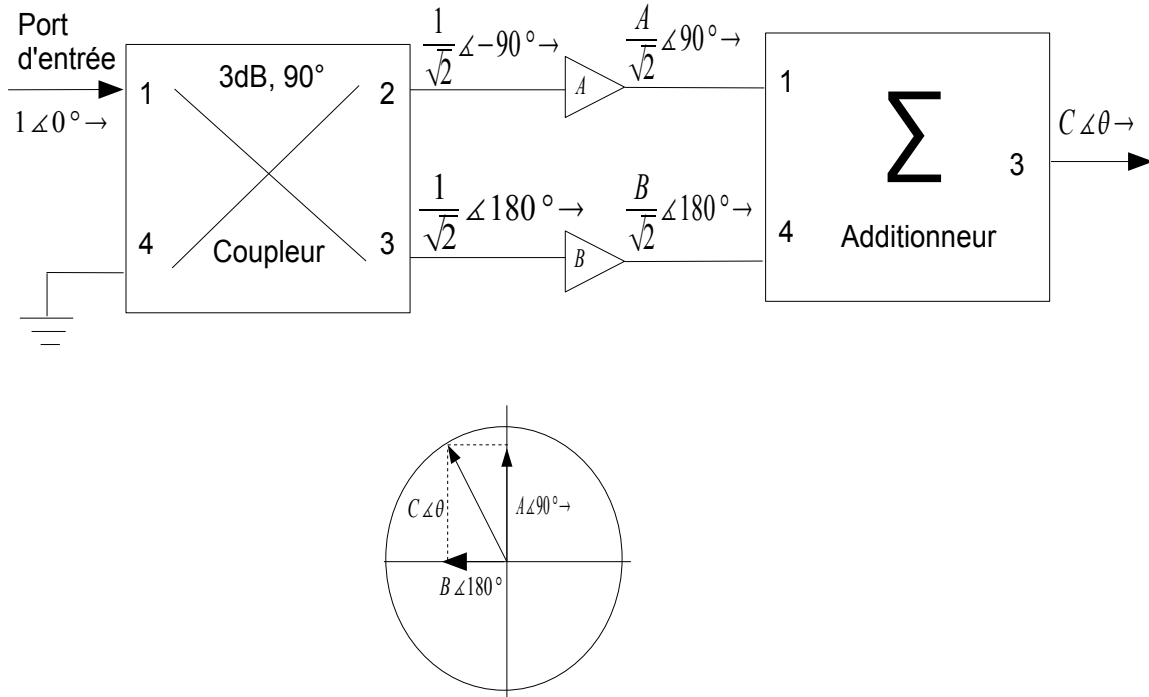


Figure II.37: Schéma de principe du déphaseur 90°

Pour que seule la phase du signal résultant varie, il faut que l'on ait $\sqrt{A^2 + B^2} = \text{constante}$ avec A et B l'amplitude des signaux en sortie des deux amplificateurs.

Une solution avec plusieurs transistors a été proposée pour obtenir une dynamique de déphasage totale de 360° [II.67].

II.4. ANTENNES ACTIVES

II.4.1.1. Antennes reconfigurables en fréquence

De nombreuses solutions ont été proposées pour reconfigurer la fréquence de fonctionnement d'une antenne. Nous allons ci-après nous intéresser aux différentes structures d'antennes.

II.4.1.1.1. Antennes actives de type microruban

Une solution pour modifier la fréquence de résonance et par conséquent, la longueur électrique de l'antenne est l'intégration d'un, ou plusieurs condensateurs variables entre l'élément rayonnant et le plan de masse. La position du composant est un des paramètres qui détermine la variation de la fréquence de résonance. En effet, plus celui-ci se rapproche d'un des bords de l'élément rayonnant et plus la variation en fréquence sera importante.

Des prototypes d'antennes patch circulaire à alimentation par couplage électromagnétique (Figure II.38) ont été réalisés afin de faire varier la fréquence de résonance, de réduire la taille de l'élément rayonnant et d'élargir la bande passante [II.68]. Une antenne patch peut être modélisée par un circuit équivalent RLC. Un condensateur variable est placé entre l'élément rayonnant et le plan de masse, près de l'un des bords du patch circulaire. Une résistance est placée symétriquement de l'autre côté. En faisant varier soit la résistance, soit le condensateur (en gardant la même taille pour l'élément rayonnant), la fréquence de résonance de l'antenne diminue fortement et la bande passante augmente. Le couple résistance/condensateur intégré permet d'obtenir une diminution de la taille de l'élément rayonnant de 63% par rapport à une structure possédant seulement une résistance, pour une bande passante identique. Bien que ce cas soit intéressant, la résistance intégrée entraîne des pertes par effet Joule et fait donc chuter le gain de l'antenne par rapport à une structure sans résistance. Enfin, il faut réadapter l'impédance d'entrée de la structure en réajustant la taille de la fente de couplage et la longueur de la ligne microruban.

Une seconde solution permettant de faire varier la fréquence de résonance est d'utiliser des diodes varicap [II.69]. Sur la figure II.39, l'antenne utilise le même type d'alimentation par fente vu ci-dessus. Le résonateur est de forme rectangulaire et l'on place deux diodes varicaps près des bords du patch afin d'obtenir une variation en fréquence maximale. Les diodes sont connectées entre le patch et le plan de masse. L'alimentation des diodes varicaps se fait par une fine ligne microruban placée sur la face arrière du substrat contenant le plan de masse et connectée au centre du patch, endroit où le champ électrique HF est nul. En polarisant les diodes entre 0 et 22 V, la fréquence de résonance de l'antenne varie entre 1,62 et 2,57 GHz pour une bande passante constante de 950 MHz. En conclusion, l'insertion de diodes varicaps permet ici d'obtenir une structure dont la fréquence est commandable sur 83 % et à bande passante quasi-constante.

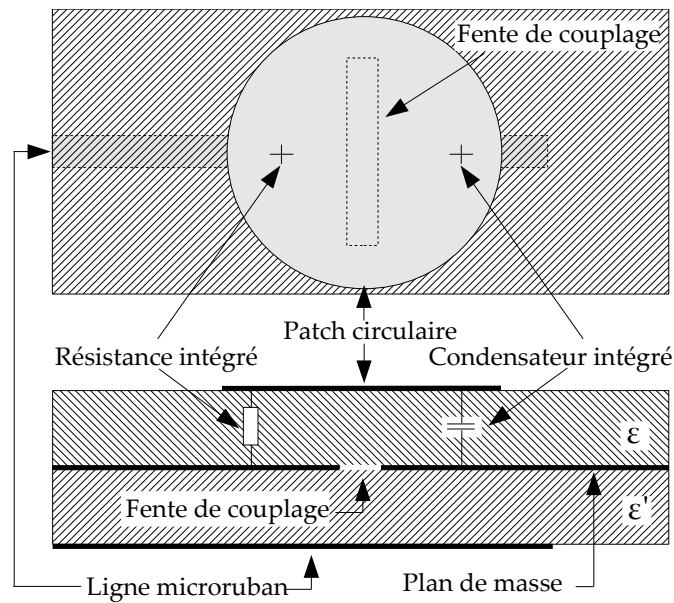


Figure II.38: Antenne patch circulaire avec résistance et capacité intégrées

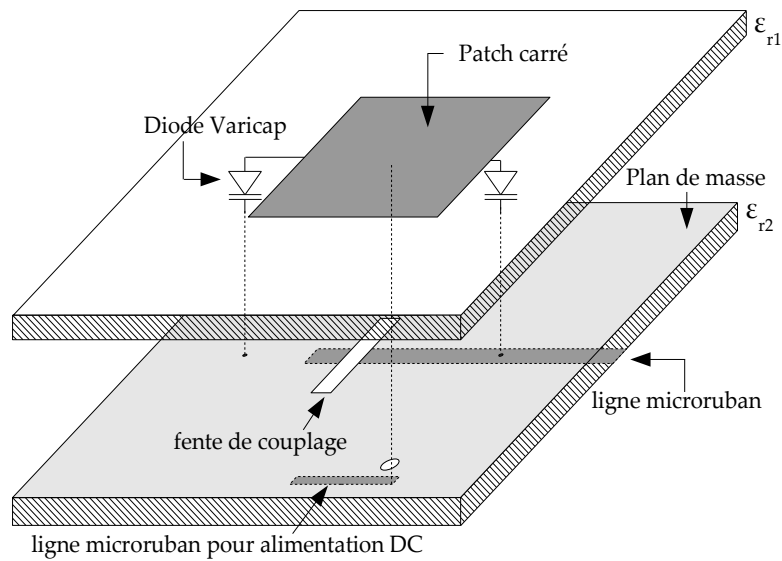


Figure II.39: Antenne patch alimentée par fente avec deux diodes varicaps

Sur la figure II.40, une application pour la téléphonie mobile, constituée d'un patch carré alimenté par sonde coaxiale et de quatre diodes varicaps connectées entre le plan de masse et l'élément rayonnant, est présentée. L'alimentation des varicaps varie entre 0 et 3,5V (tension équivalente à celle délivrée par une batterie de portable). La fréquence de résonance du patch est de 1,82 GHz et peut être déplacée jusqu'à 2,25 GHz. Ainsi, une bande de fréquence variable de 560 MHz (27 %) est obtenue si on considère une fréquence de résonance centrale de 2 GHz. La bande passante à -10dB pour chaque valeur de tension de polarisation est de l'ordre de 100 à 120 MHz. Le nombre de diodes utilisées détermine la fréquence centrale de la bande variable. Les performances de l'antenne du point de vue du gain (3dBi) et du rayonnement sont typiques pour ce genre de structure [II.70].

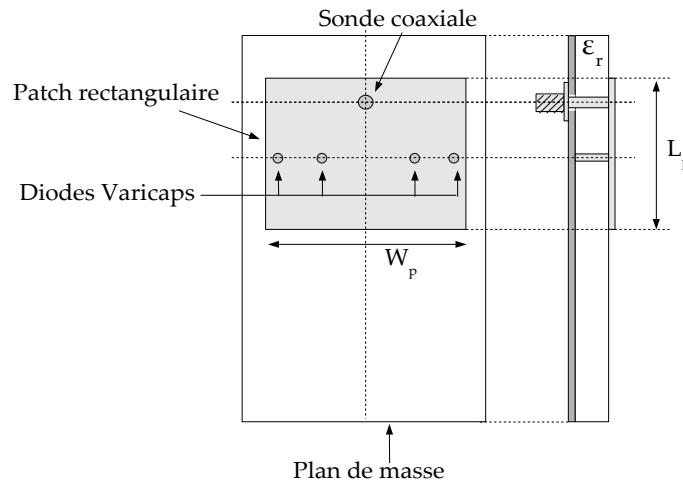


Figure II.40: Antenne patch alimentée par sonde coaxiale avec quatre diodes varicaps

II.4.1.1.2. Antennes actives de type fente

Les antennes de type fente possèdent les mêmes avantages que les antennes de type microruban: petite taille, faible poids, technique d'insertion de composants simple avec dans la majorité des cas l'obtention d'une plus grande bande passante. L'excitation de ce type d'antenne se fait par couplage électromagnétique facilitant l'adaptation de l'antenne puisque celle-ci est égale à l'impédance caractéristique de la ligne utilisée pour l'alimenter.

Une antenne reconfigurable de type patch, à ouverture hexagonale, alimentée par couplage électromagnétique utilisant une diode PIN a été proposée [II.71] (figure II.41). La diode PIN sert d'interrupteur afin de court-circuiter une fente rectangulaire débouchante placée sur un des cotés de l'hexagone. Une capacité placée en fin de cette fente permet de bloquer l'alimentation DC et assure également une bonne continuité RF. Ici l'insertion de la fente rectangulaire divise le mode fondamental du patch avec ouverture hexagonale en deux modes résonnants séparés (TM_{10} et TM_{01}). Ces deux fréquences de résonance peuvent être déplacées en changeant la taille effective de la fente par l'intégration d'une diode PIN en son sein. Lorsque la diode PIN est non alimentée (équivalente à un circuit-ouvert à l'état 'OFF'), le courant sur le patch circule le long de la fente et traverse la capacité ce qui permet d'obtenir une certaine longueur effective de la fente. Cette configuration va correspondre à deux fréquences de résonances basses (1,48 GHz et 1,99 GHz). Lorsque la diode PIN est alimentée (équivalente à un court-circuit à l'état 'ON'), cela permet de dévier le courant et ainsi réduire la taille effective de la fente. Un déplacement des deux fréquences de résonance, de 110 MHz pour la première et de 60 MHz pour la deuxième, est ainsi provoqué. Afin d'alimenter correctement la diode PIN, une autre fente de largeur assez fine taillée sur le patch sert d'isolation DC sans pour autant affecter la circulation des courants sur celui-ci.

Cette antenne permet d'obtenir une réduction de taille respectivement de 61% et 26% pour chacune des deux fréquences de résonance, comparée à un patch rectangulaire classique. Cependant, le gain de la structure active chute de 1,3 dB quand la diode est à l'état 'OFF' et de 2 dB quand la diode est à l'état 'ON' par rapport à un patch classique .

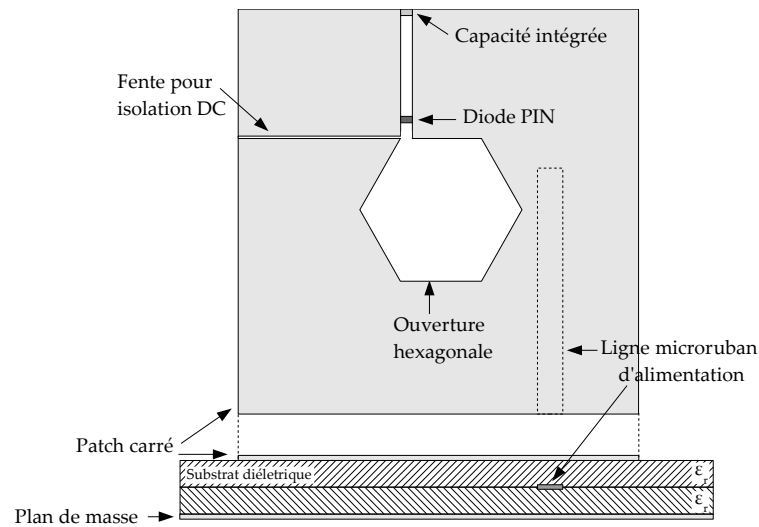


Figure II.41: Antenne patch reconfigurable avec diode PIN

L'avantage des antennes de type fente est leur bande passante plus large, de l'ordre de 5%, soit deux à trois fois plus grande que celle d'une antenne de type microruban.

II.4.1.1.3. Antenne PIFA reconfigurable en fréquence

Les antennes PIFA ou quart d'onde sont obtenues en plaçant un court-circuit plan entre l'élément imprimé demi-onde et le plan de masse, à l'endroit où le champ électrique s'annule pour le mode fondamental. La bande passante est de l'ordre de 5%.

La figure II.42 montre une antenne PIFA commutable à diode PIN. L'élément rayonnant est fabriqué sur un substrat de type Téflon. L'antenne est constituée d'un plan de masse, d'une diode PIN placée en bout du plateau supérieur et d'un condensateur disposé près de l'alimentation de l'antenne. Les composants sont connectés entre le plateau supérieur et le plan de masse. La tension de commutation DC est amenée à la diode PIN à travers la sonde d'alimentation, le condensateur servant d'isolation DC, permet d'avoir une bonne transmission du signal radiofréquence. Le fonctionnement de l'antenne est le suivant: lorsque la diode PIN est polarisée en direct, elle court-circuite le plateau supérieur et l'antenne fonctionne en système bouclé (la boucle se faisant entre le plan de masse, les deux court-circuits et le plateau). Lorsque la diode est polarisée en inverse, elle se comporte comme un circuit-ouvert et l'antenne fonctionne en mode PIFA. Ainsi, il est possible d'obtenir une commutation entre deux bandes de fréquences [II.72].

Les propriétés électriques d'une antenne de portable et plus particulièrement la bande passante, sont fortement dépendantes de la taille du plan de masse sur lequel est placée l'antenne. Si le plan de

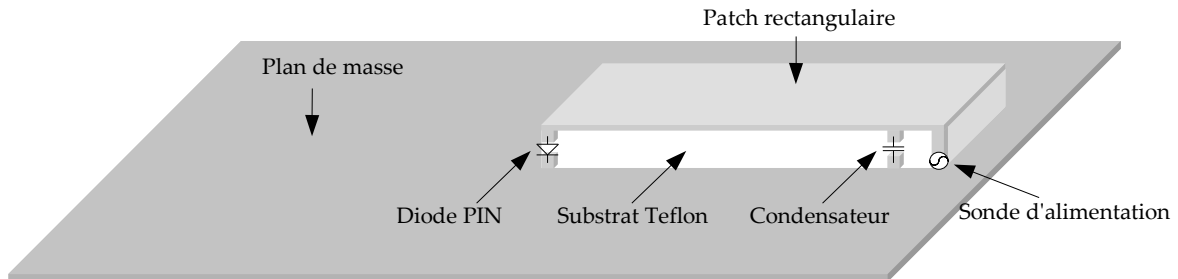


Figure II.42: Antenne PIFA commutable avec diode PIN

masse résonne à la même fréquence que l'antenne, le facteur de qualité de l'élément rayonnant va

diminuer entraînant une augmentation de la bande passante. Un moyen de faire varier la valeur de la fréquence de résonance de la structure est de changer la taille du plan de masse. Deux lignes de transmission de longueurs différentes peuvent faire office de stub d'adaptation (Figure. II.43). Elles sont reliées à l'antenne via un interrupteur, la commutation de l'antenne à l'une des deux lignes entraîne une variation de la fréquence de résonance de la structure. Ce type d'antenne pourrait être utilisé pour la conception d'un mobile universel capable de fonctionner sur les normes américaines et européennes par simple commutation [II.73]. Dans cet exemple, l'antenne PIFA est capable de commuter sa bande haute entre la norme DCS (1710-1880 MHz) et la norme PCS (1850-1990 MHz), tout en conservant une adaptation supérieure à -10 dB.

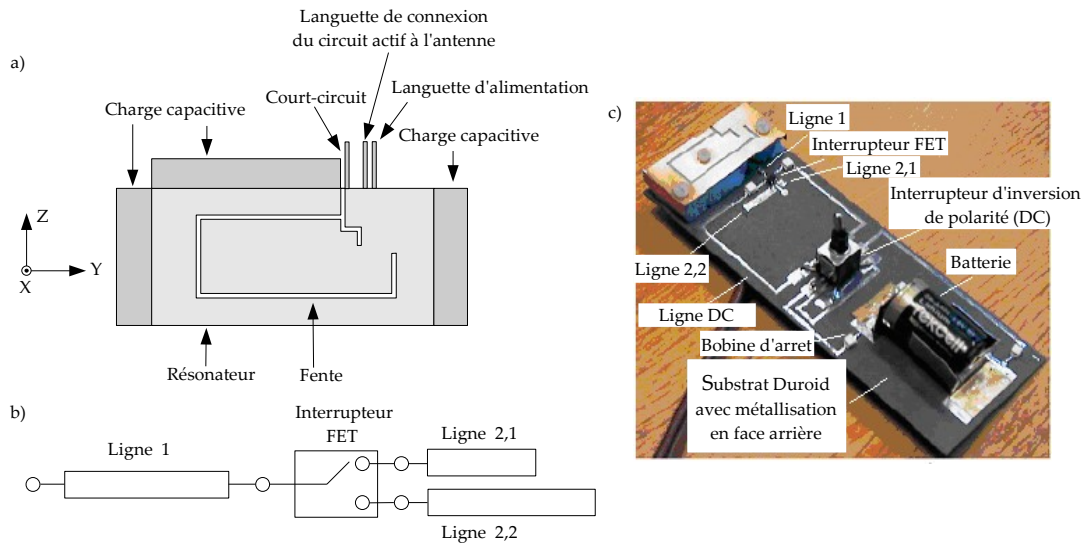


Figure II.43: Antenne PIFA avec modification du plan de masse à base de transistor FET

Le problème majeur des différentes structures décrites précédemment provient des non-linéarités des composants utilisés (diodes PIN et varactors). Les normes, notamment en téléphonie mobile sont très strictes en terme d'isolation de signaux entre les canaux adjacents. Des solutions à base de composants MEMS ont été proposées car leur linéarité est largement supérieure.

II.4.1.1.4. Antennes avec composants MEMS

Nous avons vu précédemment que la variation d'une capacité sur le bord d'un patch pouvait permettre un déplacement de la fréquence de résonance. Ce principe est exploité dans [II.74] avec l'emploi de commutateurs MEMS. Les MEMS sont utilisés pour créer des capacités sur les bords du patch (Figure II.44). Lorsque le commutateur est alimenté, la lamelle métallique s'abaisse grâce à la force électrostatique et vient se plaquer contre la couche de diélectrique, la capacité augmente et décale alors la fréquence de fonctionnement de l'antenne de 1.6% (de 25 GHz à 24,6 GHz).

Une solution assez originale a été proposée par l'Université d'Ulm, l'idée est de modifier la forme d'une antenne patch micro-usiné sur silicium (Figure II.45.a). Les bords de ce patch sont relâchés. En utilisant une membrane avec une contrainte assez importante, les bords se relèvent et modifient le substrat équivalent de l'antenne (Figure II.45.b). En appliquant une tension entre le substrat et le patch, on déforme le patch jusqu'à ce qu'il soit complètement collé au diélectrique. Ce déplacement modifie la nature du substrat sous le patch et modifie ainsi la fréquence de fonctionnement. On observe ici une variation continue de la fréquence de fonctionnement de 10% autour de 30 GHz avec une tension variant de 0V à 80 V [II.75].

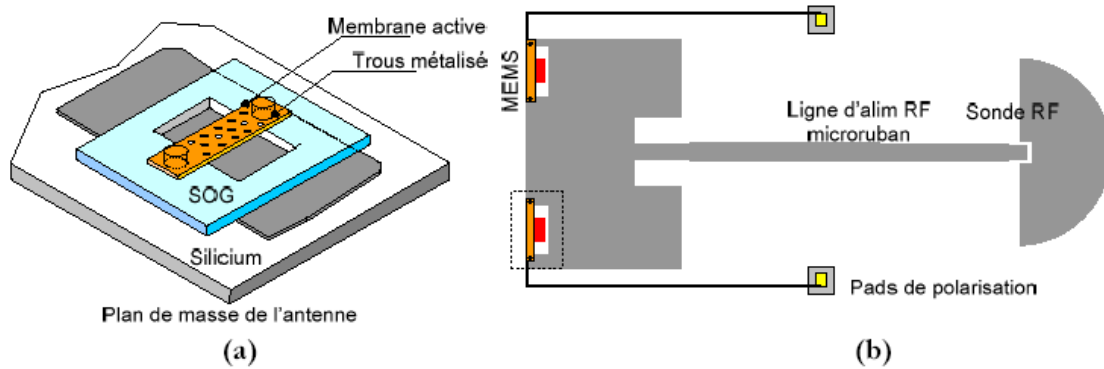


Figure II.44: Capacité variable MEMS (a) et antenne patch à diversité de fréquence intégrant des varicaps MEMS (b)

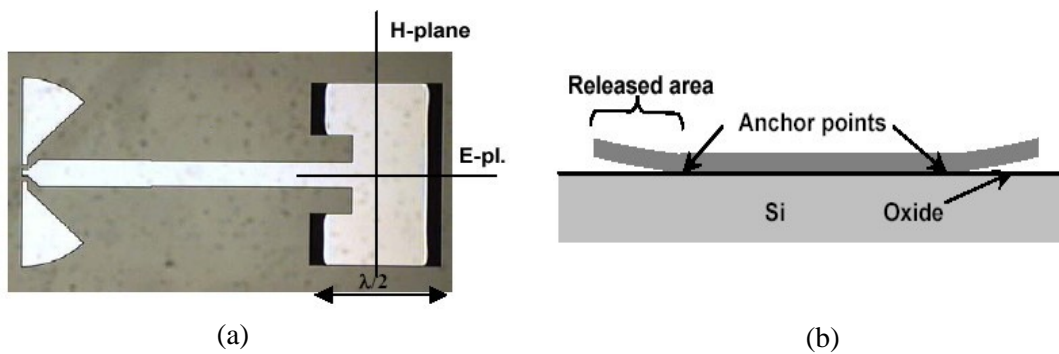


Figure II.45: (a) Antenne patch sur Silicium à géométrie variable (b) Schéma de la structure

II.4.1.2. Antennes à polarisation commandée

Les antennes agiles en polarisation permettent de changer l'état de leur polarisation dynamiquement. Celle-ci peut être linéaire (verticale ou horizontale) ou circulaire (gauche ou droite) en fonction de l'application. La diversité de polarisation gagne en popularité grâce au développement des communications sans-fil. Pour des communications mobiles en zones urbaines, elle est utilisée pour diminuer les atténuations dues aux propagations multi-trajets. La reconfiguration de polarisation peut aussi être utilisée pour faire de la réutilisation de fréquences. Il est possible avec un transceiver radio d'utiliser deux polarisations orthogonales pour l'émission et la réception. Ces structures peuvent aussi être d'une grande utilité pour les systèmes MIMO.

La première antenne patch agile en polarisation a été reportée en 1989 par Schaubert et al [II.76]. La structure est présentée sur la figure II.46 avec l'alimentation RF dans le coin inférieur gauche. Un patch carré est chargé par 4 paires de diode PIN incrustées dans le substrat et connectées à la masse.

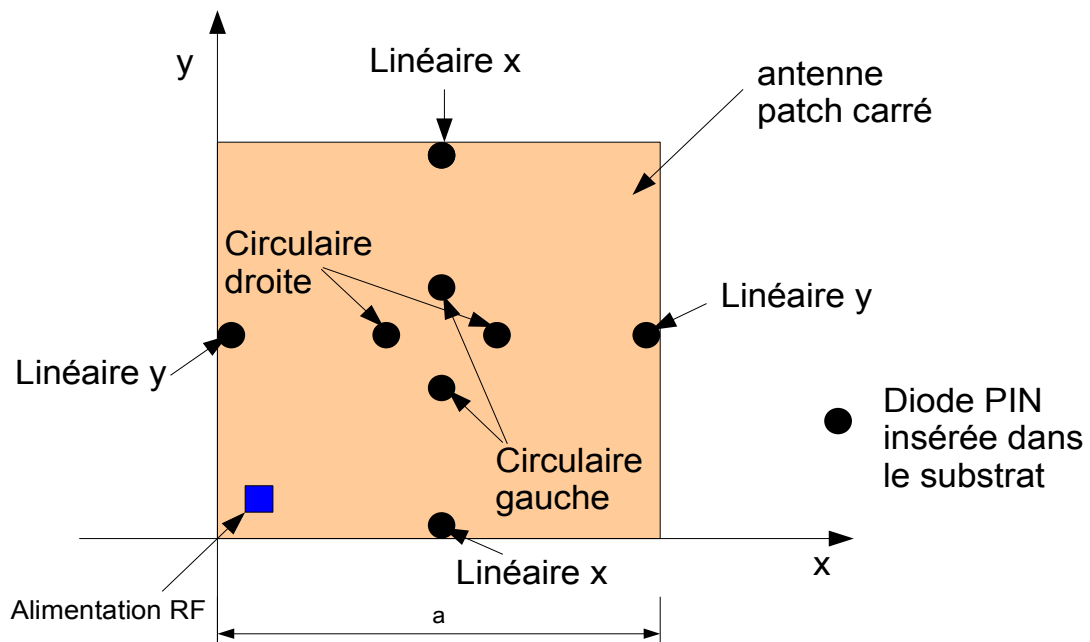


Figure II.46: Vue de dessus de l'antenne patch avec 5 polarisations différentes

Cinq configurations de polarisation différentes sont obtenues au final. Quand toutes les diodes PIN sont à l'état OFF, les deux modes TE₁₀ et TE₀₁ orthogonaux du patch sont excités en phase et l'antenne rayonne une polarisation linéaire diagonale. Si la paire de diodes PIN "Linéaire x" est activée alors que toutes les autres diodes sont bloquées, la fréquence de résonance du mode orienté suivant l'axe y est déplacée vers les hautes fréquences sans pour autant affecter la fréquence de résonance du mode orienté en x. L'antenne rayonne alors de manière linéaire suivant l'axe x. Pour résumer, la sélection d'un mode unique sur ce patch (dirigé selon l'axe x ou y) se fait en déplaçant vers les hautes fréquences la fréquence de résonance du mode non désiré. Les diodes PIN sont placées sur le bord du patch car lorsqu'elles court-circuitent le patch, elles déplacent très largement la fréquence de résonance du mode concerné. Pour obtenir une polarisation circulaire, les deux modes orthogonaux doivent être excités avec la même amplitude et une différence de phase de 90°. Cela peut être obtenu en activant une des paires de diodes placées au centre du patch, ce qui va déplacer modérément la fréquence de résonance du mode correspondant. L'antenne va alors fonctionner à une fréquence intermédiaire entre les fréquences de résonance de chaque mode où les deux modes ont un déphasage de 90°. Ces prédictions ont été vérifiées de manière expérimentale et les 5 types de polarisation ont bien été constatées. Un premier désavantage de cette antenne est que la fréquence de rayonnement en polarisation linéaire et circulaire n'est pas la même. Le second défaut provient de problèmes de fabrication car les diodes doivent être insérées verticalement entre le patch et le plan de masse.

Une alternative a été présentée en 1994 par Haskins et al [II.77] où les diodes PIN sont remplacées par des varactors. Deux paires de varactors sont positionnées suivant les deux axes de symétrie du patch carré (Figure II.47.a). Pour créer le chemin direct vers la masse, les varactors sont encore directement insérés dans le substrat. Pour permettre de contrôler les deux paires de varactors de manière indépendante, une paire est directement reliée à la masse alors que la deuxième est reliée à la masse par l'intermédiaire d'une capacité de découplage directement gravée sur le plan de masse (Figure II.47.b). Quand les deux paires de diodes sont polarisées avec la même tension, le patch rayonne une polarisation linéaire diagonale avec un niveau de polarisation croisée supérieure à 20 dB. Une polarisation gauche ou droite peut être obtenue en polarisant une des deux paires entre

1,5V et 2,5V alors qu'une tension supérieure à 25V est appliquée à la deuxième paire. Le rapport axial de polarisation obtenue est inférieur à 1dB sur une bande de 0,6%.

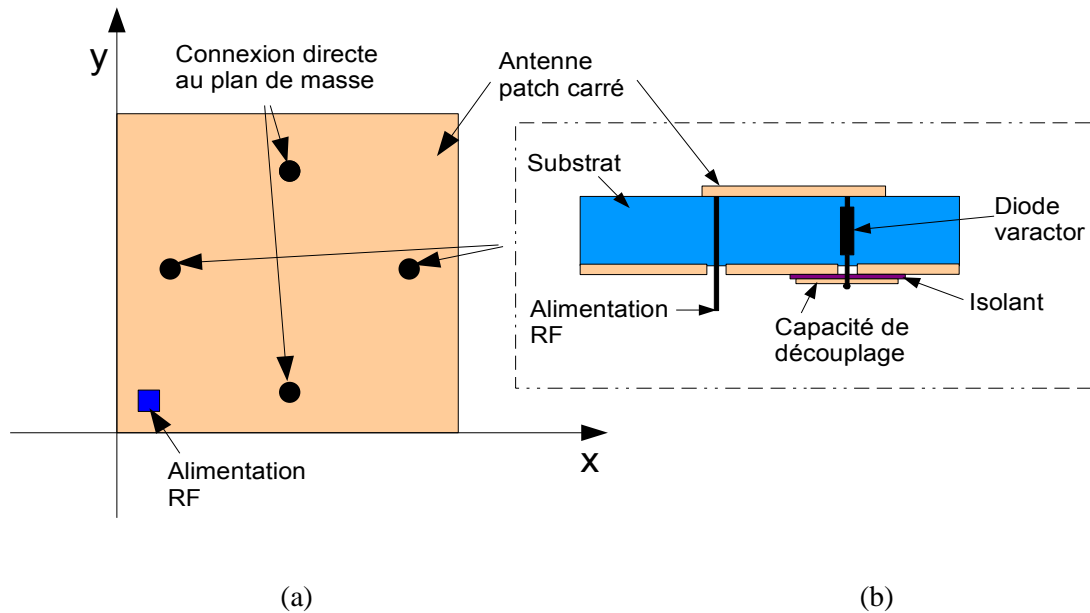


Figure II.47: (a) Vue de dessus de l'antenne agile en polarisation avec diode varactor et (b) vue de côté du placement des diodes varactors

Une autre solution utilisant des transistors bipolaires a été proposée [II.78]. Deux transistors en configuration base commune sont connectés sur les bords d'un patch carré par leur émetteurs pour contrôler les 2 modes orthogonaux (Figure II.48). Le contrôle de phase est réalisé en faisant varier la capacité de jonction émetteur-base du transistor par la tension du collecteur. Cette antenne utilise deux capacités de découplage gravées sur le plan de masse, ce qui rend possible un contrôle indépendant sur les deux transistors. Cette antenne peut produire une polarisation linéaire verticale ou horizontale avec une polarisation croisée dans l'axe inférieure à -12 dB. Avec des tensions adéquates, elle peut générer une polarisation circulaire gauche ou droite avec un rapport axial inférieur à 2 dB dans l'axe.

Des solutions ont aussi été étudiées pour commuter le rayonnement d'une antenne entre une polarisation circulaire gauche et droite. Laheurte et al [II.79] proposent d'alimenter un patch carré par deux fentes orthogonales gravées dans le plan de masse. Les lignes d'alimentation sont situées sur un deuxième substrat de l'autre côté du plan de masse. Deux paires de diodes PIN sont insérées dans les fentes à 3mm de l'intersection (Figure II.49). En commutant une paire de diodes alors que la deuxième paire est dans le mode OFF, un sens de polarisation circulaire, gauche ou droite, est généré. L'antenne a été réalisée à 5GHz et une bande passante de 4 % est obtenue pour les deux sens de polarisation.

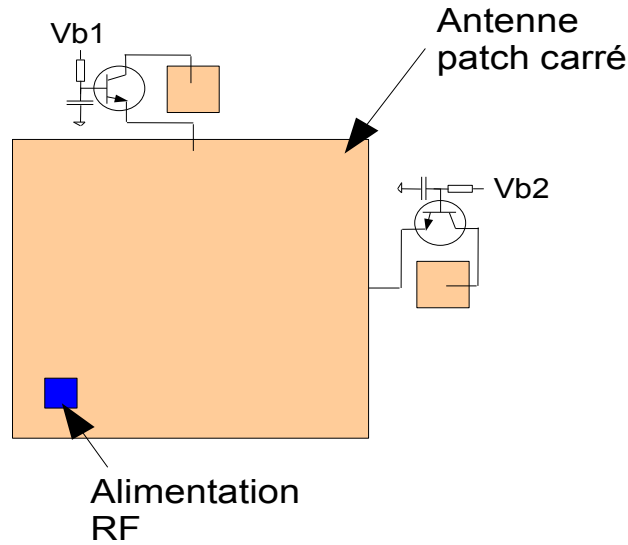


Figure II.48: Antenne chargée par des transistors bipolaires

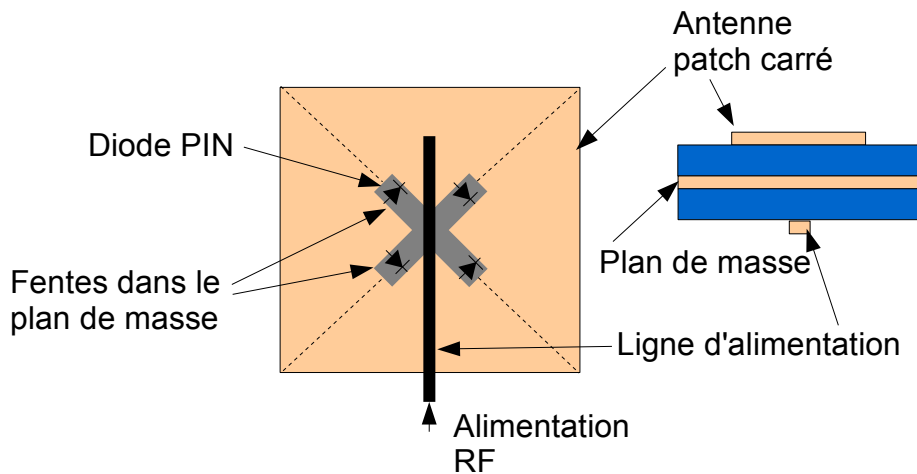


Figure II.49: Antenne commutable entre polarisation circulaire gauche et droite

Deux ans plus tard, Rahmatt-Samii et al ont proposé une nouvelle architecture pour commuter entre une polarisation circulaire gauche et droite [II.80]. Deux fentes orthogonales sont gravées dans un patch carré et une diode PIN est insérée au centre de chaque fente (Figure II.50). En commutant une des deux diodes, on peut rayonner une polarisation circulaire soit gauche, soit droite. Pour une antenne conçue à 4,64 GHz, un rapport axial inférieur à 3 dB est obtenu sur une large ouverture angulaire de -70° à $+70^\circ$ par rapport à l'azimut. La bande passante avec un rapport axial inférieur à 3 dB est de 3%. Cette antenne a pour avantage d'être compacte et assez simple à polariser.

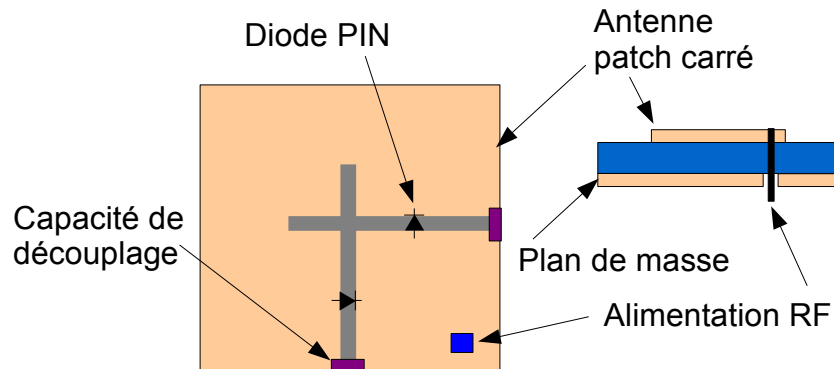


Figure II.50: Antenne patch avec fentes commutables pour polarisation circulaire gauche ou droite

Une solution basée sur une antenne boucle est proposée par V. Fusco pour commuter entre une polarisation circulaire et linéaire [II.81]. Elle a une circonférence de $1,13\lambda_0$ à 1 GHz et elle est positionnée à $0,3\lambda_0$ au-dessus d'un plan de masse de 33×33 cm. Une diode PIN est insérée dans un gap de 2,7 mm situé à 139° par rapport à la position de l'alimentation (Figure II.51). Pour obtenir une polarisation circulaire, les courants surfaciques doivent être d'amplitudes égales sur chaque partie de l'anneau avec un déphasage de 90° . Quand la diode PIN est commutée en position ON, elle présente un court-circuit avec une petite résistance série ($3,6 \Omega$), amenant une onde stationnaire sur la boucle. Une polarisation linéaire est générée avec un niveau de polarisation croisée inférieur à 18dB. Quand la diode PIN est OFF, elle se comporte comme un circuit ouvert avec une capacité équivalente de 0,8 pF. Dans ce cas, le courant est distribué sur toute la boucle et une polarisation circulaire droite est générée avec un rapport axial inférieur à 2,5 dB. Ce système est extrêmement délicat à réaliser et reste très fragile pour une utilisation industrielle.

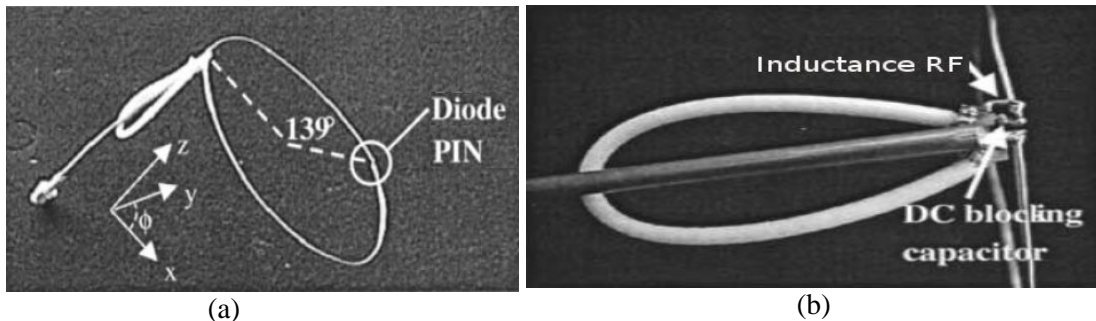


Figure II.51: (a) Antenne spire commutable (b) Vue du contact d'alimentation

Un système basé sur les modes dégénérés d'un patch a récemment été proposé [II.82]. Un patch carré avec ses 4 coins coupés est alimenté par une ligne microruban. Le fait de tronquer les deux coins opposés d'un patch va faire dégénérer les deux modes orthogonaux de l'antenne et ainsi créer une polarisation circulaire. Deux paires de diodes sont connectées dans les quatre coins du patch au niveau des gaps de 1,4 mm (Figure II.52) pour modifier de manière dynamique la géométrie du patch. Quand toutes les diodes sont en mode OFF ou ON simultanément, l'antenne génère une polarisation linéaire à 1,58 GHz et à 1,609 GHz respectivement avec un niveau de polarisation croisée supérieure à 15 dB. Quand la paire de diodes 1 & 3 est ON alors que les diodes 2 & 4 sont OFF, une polarisation circulaire gauche à 1,6 GHz est produite. Si maintenant les diodes 1 & 3 sont OFF alors que les diodes 2 & 4 sont ON, une polarisation circulaire droite est générée à une fréquence de 1,604 GHz.

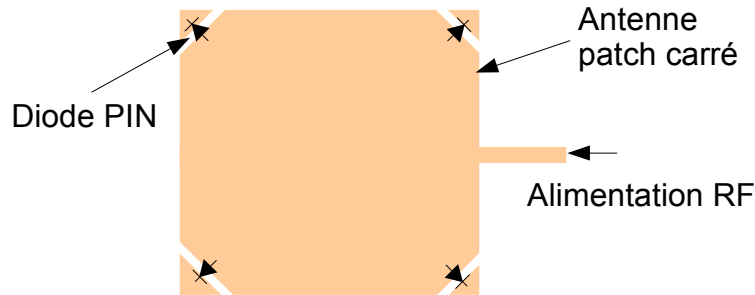


Figure II.52: Antenne patch avec coins tronqués pour commutation entre polarisation linéaire et circulaire

Enfin une solution basée sur un anneau circulaire est présentée par Fries et al en 2003 (Figure II.53.a) [II.83]. Cette solution consiste à rajouter à l'aide de diodes PIN des perturbations sur l'anneau pour modifier sa polarisation. Par nature, un tel anneau circulaire présente une polarisation linéaire. Si deux rectangles parasites creusés dans le plan de masse sont reliés par une fine fente à l'anneau (Figure II.53.b), une polarisation circulaire est alors rayonnée. Des diodes PIN sont alors insérées dans les fentes. Si elle sont activées, elles court-circuitent les fentes et les rectangles parasites n'affectent pas le mode de rayonnement de l'anneau. Une polarisation linéaire est alors produite. Si les diodes sont en mode OFF, l'anneau est perturbé par les rectangles et l'antenne rayonne une polarisation circulaire gauche. Pour gérer la polarisation des diodes, le plan de masse est divisé en quatre parties reliées par des capacités de grande valeur. A 2,4 GHz, l'antenne dans le mode linéaire a un niveau de polarisation croisée supérieure à 17 dB, et un rapport axial de 3dB est respecté sur une bande de 4,2%. Le même concept a été étendu à une antenne capable de commuter entre de la polarisation circulaire gauche et droite. L'antenne est alors parasitée par quatre rectangles commutés par quatre diodes PIN (Figure II.53.c). A 2,4 GHz, l'antenne a un rapport axial inférieur à 3 dB sur une bande de 4,3% et 3,4% pour respectivement une polarisation gauche et droite. Cette antenne a pour particularité comparativement à toutes les autres de rayonner dans tout l'espace alors que les autres antennes ne rayonnent que dans le demi-espace opposé au plan de masse.

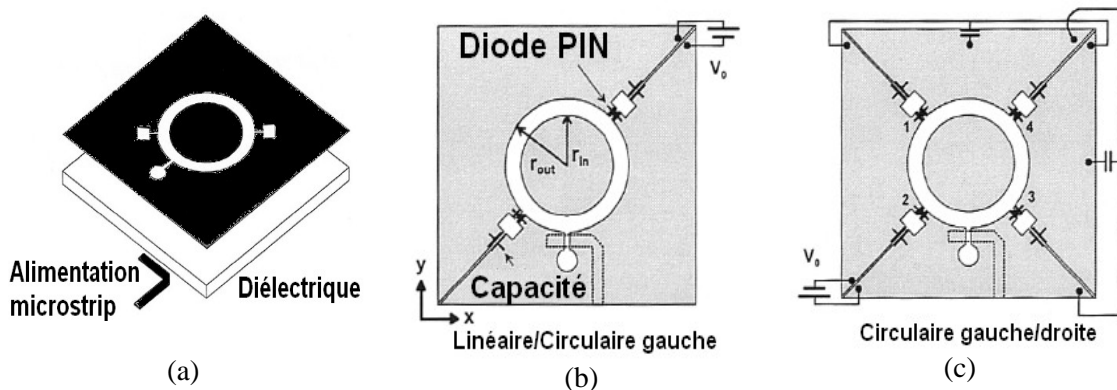


Figure II.53: (a) Vue 3D de l'antenne (b) antenne linéaire/ circulaire gauche (c) antenne circulaire gauche/droite

Une antenne utilisant des commutateurs MEMS a également été conçue à l'IETR [II.84]. Cette antenne développe un concept qui lui permet de commuter d'une polarisation circulaire à une polarisation linéaire. L'antenne de base est constituée d'un patch à coins tronqués, donc polarisée

circulairement (Figure II.54.a). La solution consiste à combler les troncatures avec des éléments métalliques mis en mouvement par des actionneurs MEMS. L'actionneur doit donc produire un mouvement de translation horizontale. La technologie employée est celle du S.D.A. (Scratch Drive Actuator) donc le principe est décrit sur la figure II.54.b. Suivant la position des éléments, la polarisation peut-être circulaire ou linéaire.

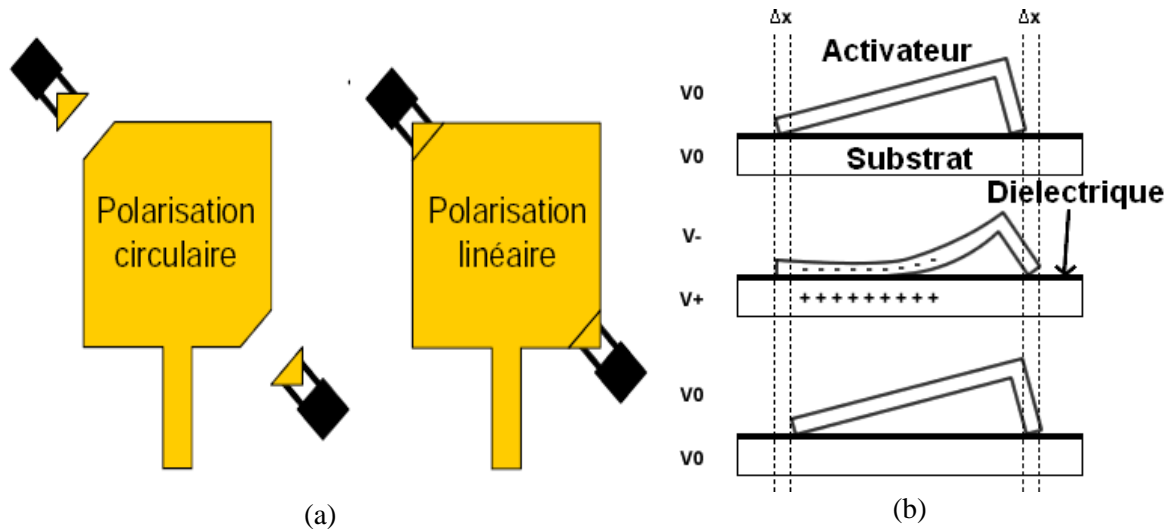


Figure II.54: (a) Reconfiguration de polarisation par actionneur MEMS (b) Principe du S.D.A.

L'actionneur mécanique est présenté sur la figure II.55. En simulation, cette antenne a un rapport de polarisation croisée supérieure à 13 dB et une rapport axial pour la polarisation circulaire inférieur à 2 dB sur 5 % de bande à 47 GHz.

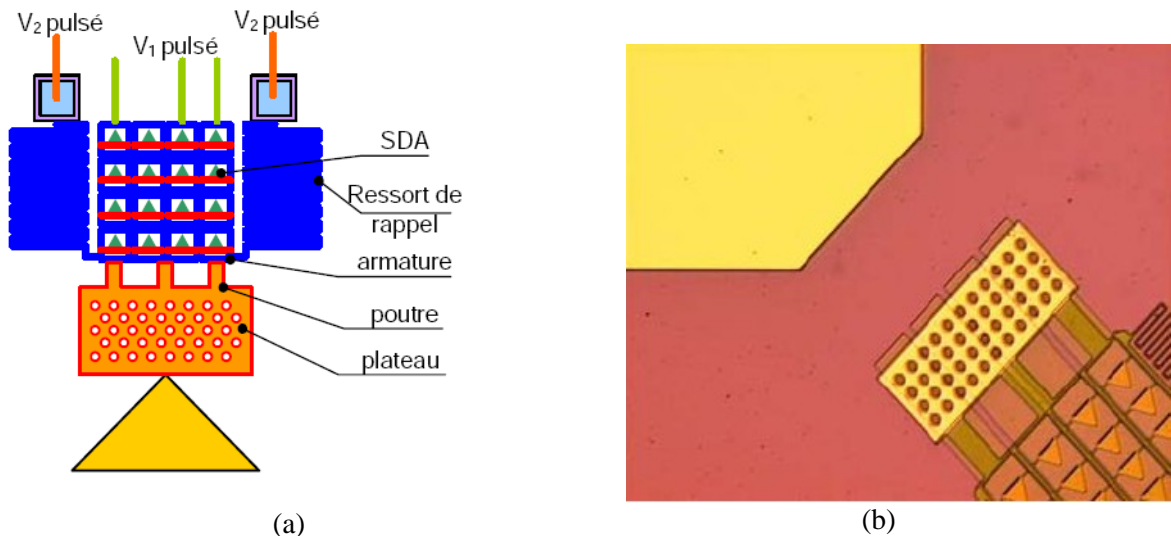


Figure II.55: (a) Principe du micro-actionneur MEMS (b) Photographie du micro-actionneur

Enfin, grâce à la montée en fréquence, il devient possible au sein d'une même réalisation MMIC d'associer l'antenne et son électronique de commande. Ainsi, les travaux de la société ST Microelectronics [II.85] ont montré qu'il était possible sur un substrat haute résistivité SOI

(Silicium on Insulator) d'associer l'antenne, un filtre et un LNA (Low Noise Amplifier) sur un même substrat à 40 GHz. La réalisation finale est présentée sur la figure II.56.a. Les mesures du LNA donnent un gain de 14 dB et un niveau de bruit de 4 dB à 40 GHz (Figure II.56.b).

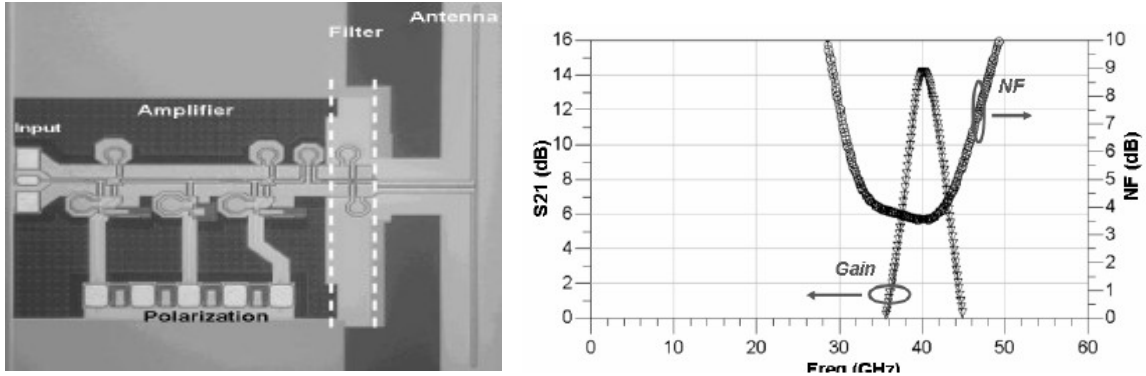


Figure II.56: (a) Tête de réception intégrée à 40 GHz (b) Gain et niveau de bruit du LNA

II.4.2. Antennes reconfigurables en directivité

II.4.2.1. Réseaux d'antennes avec déphaseurs

Nous avons déjà expliqué le principe des réseaux d'antennes à balayage électronique. Ces réseaux d'éléments rayonnants sont alimentés par des déphaseurs comme décrit précédemment.

De Flaviis et al. ont proposé un réseau de 4 antennes alimentées par une matrice de Butler (Figure II.57.a) pour des applications de type WLAN à 5,2 GHz. La matrice de Butler est réalisée à partir d'hybrides de type quart d'onde. Pour réaliser les croisements sur le substrat, deux hybrides cascades sont utilisés. L'isolation est supérieure à 20 dB sur une bande de 15 % (Figure II.57.a) [II.86].

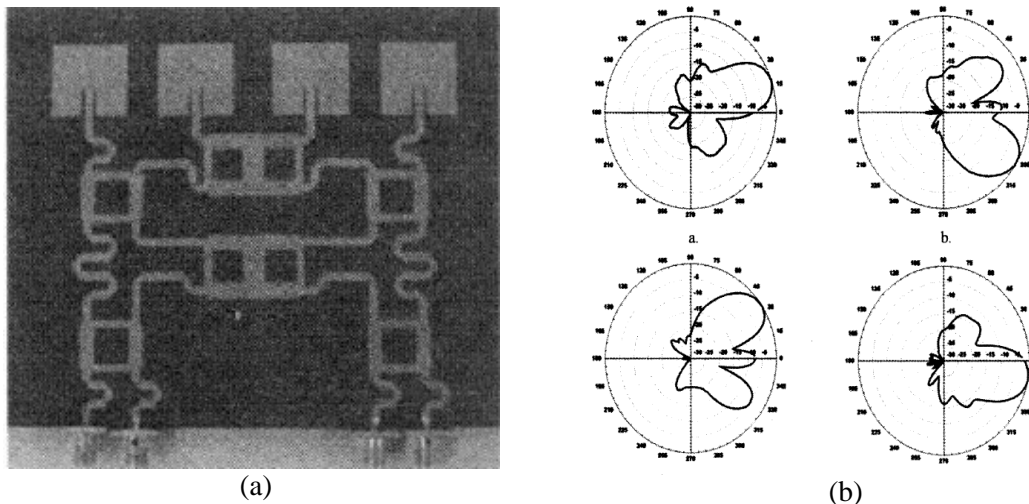


Figure II.57: (a) Photographie du réseau d'antenne (b) Diagramme de rayonnement pour les 4 modes

L'Université d'Uppsala a présenté en 2006 un réseau de 5 antennes patches à 5,8 GHz [II.87]. Les antennes sont alimentées par une onde progressive qui se propage à travers les différents patches. L'alimentation peut se faire par la gauche ou par la droite (Figure II.58.a). Des déphaseurs de type hybride en mode réflexion sont insérés entre les différents patches et permettent donc de changer la loi d'alimentation du réseau. La taille des coupleurs hybrides a été réduite pour pouvoir être insérée entre les éléments rayonnants (Figure II.58.b). Des diodes PIN sont utilisées pour ajouter un stub en circuit ouvert. Les mesures montrent que le réseau peut dépointer son faisceau sur une plage angulaire de $\pm 32^\circ$ avec un gain supérieur à 11 dBi (Figure II.58.c).

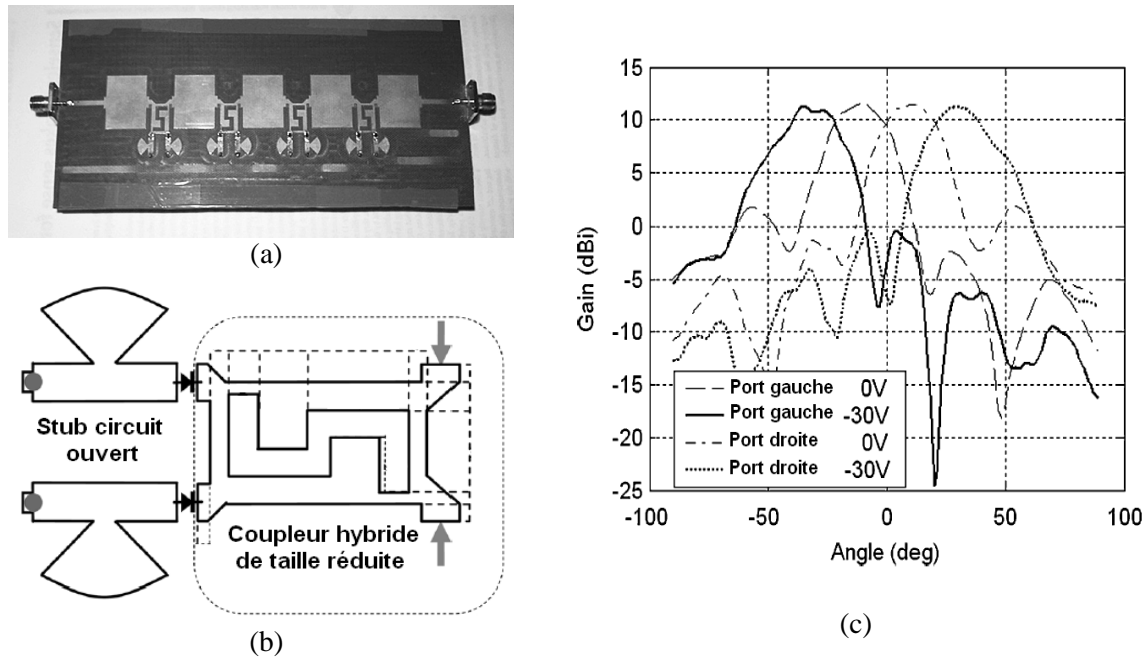


Figure II.58: (a) Photographie du réseau (b) Principe de la cellule de déphasage (c) Diagramme de rayonnement pour les différentes configurations

II.4.2.2. Réseaux avec éléments parasites

II.4.2.2.1. Définition

Les réseaux à éléments parasites sont des antennes exploitant le couplage en champ proche entre plusieurs éléments rayonnants afin de former un diagramme de rayonnement souhaité. L'application la plus connue pour les antennes parasites est l'antenne Yagi-Uda qui est largement employée depuis les années 20 pour des applications aux fréquences HF à UHF. Une telle antenne est constituée de dipôles reliés entre eux par une barre isolante (Figure II.59).

Un seul élément est alimenté mais tous les éléments participent au rayonnement par couplage. Les éléments parasites sont par définition des antennes secondaires non excitées. Elles sont le siège d'un courant induit dû au couplage avec l'élément alimenté.

Ces éléments parasites permettent de diriger le rayonnement dans une direction voulue. Ils jouent alors le rôle de réflecteur ou de directeurs s'ils sont respectivement plus ou moins longs que le dipôle résonnant alimenté.

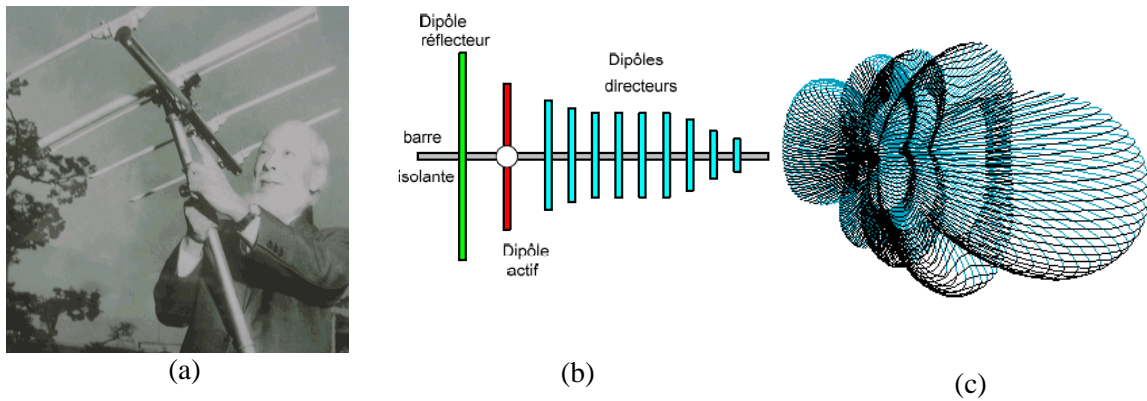


Figure II.59: (a) Dr Yagi et son invention (b) Schéma d'une antenne Yagi (c) Diagramme de rayonnement d'une antenne type Yagi.

II.4.2.2.2. Antenne à éléments parasites commandables

Le système présenté dans [II.88] est un réseau circulaire à base de monopôles, avec un seul port d'alimentation RF, les monopôles parasites étant chargés par des impédances fixes à base de capacités CMS (Figure II.60.a). Cette antenne met en oeuvre une topologie à 6 monopôles périphériques et 1 monopôle central, permettant d'obtenir le diagramme de rayonnement simulé présenté sur la figure II.60.b sur plan de masse infini. Les monopôles sont alimentés par un plan d'alimentation et les antennes sont chargées de manière à former le diagramme désiré.

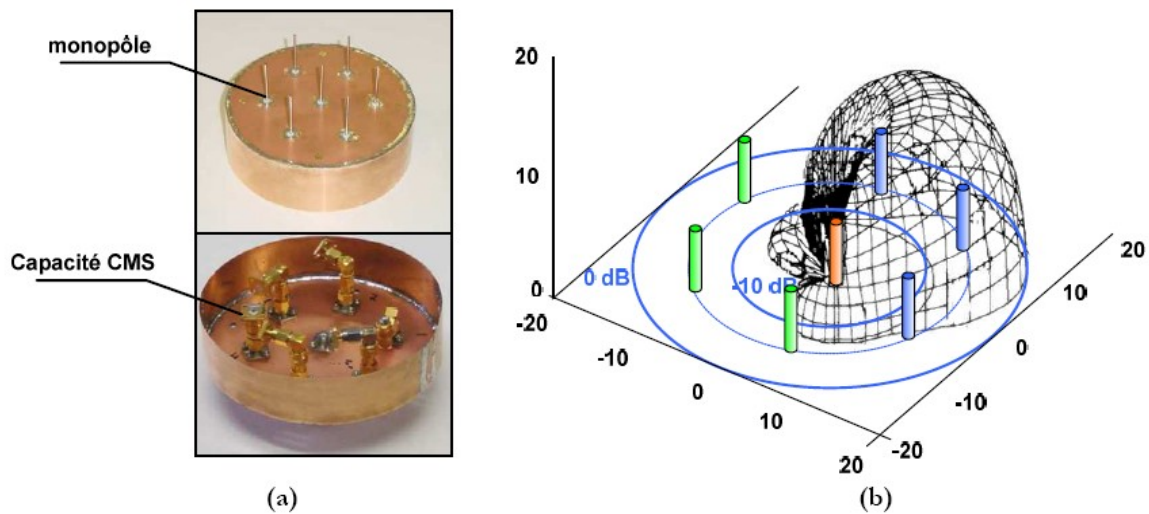


Figure II.60: (a) Antenne à éléments parasites commandés et (b) son diagramme 3D de rayonnement

Une approche suivant la même philosophie a été proposée par le laboratoire du CEA-LETI [II.89]. Une fente est parasitée par deux fentes parallèles et chargée par un stub donc la longueur est commandable par l'intermédiaire d'un MEMS. Une photographie du prototype est présentée sur la figure II.61.a. Les diagrammes de rayonnement avec un MEMS à l'état ON et le deuxième à l'état OFF et l'inverse sont présentés sur les figures II.61.b et II.61.c respectivement.

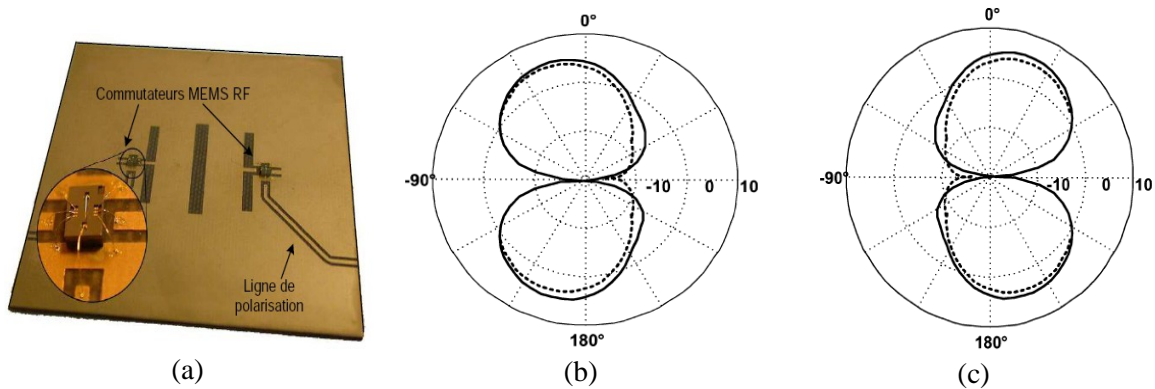


Figure II.61: (a) Photographie du prototype et diagramme de rayonnement mesuré (plein) et simulé (pointillé) des MEMS(b) ON-OFF et (c) OFF-ON

II.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous nous sommes efforcés de présenter un état de l'art le plus complet possible sur les antennes reconfigurables. Nous nous sommes intéressés dans un premier temps aux différents composants RF qui peuvent être intégrés au sein des antennes. Ces éléments peuvent soit proposer une commutation binaire entre deux états différents, soit permettre une variation continue. Nous avons vu par la suite, comment nous pouvons utiliser ces différents composants pour réaliser des antennes reconfigurables. Nous avons enfin présenté les différentes architectures possibles d'antennes reconfigurables en fréquence, en polarisation et en directivité. Avant de concevoir et d'étudier de nouvelles topologies d'antennes reconfigurables, nous proposons dans le chapitre suivant une étude sur les MEMS RF, dispositifs très performants pour ce type d'applications.

Références Chapitre II

- [II.1] De Los Santos H., "RF MEMS Circuit Design for Wireless Communications", Artech house, Boston, 2002.
- [II.2] Itoh T., Haddad G., Harvey J., "RF Technologies for Low Power Wireless Communications", John Wiley & sons, New York, 2001.
- [II.3] Katehi L.P.B., Harvey J.F., Brown E.R., "MEMS and Si micromachined circuits for high frequency applications ", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 3, pp. 858, March 2002.
- [II.4] Petersen K.E., "Micromechanical membrane switches on silicon", IBM Jour. Res. Develop. , Vol. 23, No.4, pp. 376 – 385, July 1979.
- [II.5] Rebeiz G.M., Muldavin J.B., "RF MEMS switches and switch circuits", IEEE Microwave Magazine, pp. 59 - 71, December 2001.
- [II.6] Saias D., Robert P., Boret S., Billard C., Bouche G., Belot D., Ancey P., "An above IC MEMS RF switch", Solid-State Circuits, IEEE Journal of, Vol. 38, Iss. 12, pp. 2318- 2324, Dec. 2003.
- [II.7] Billard C., Charvet P.L., Fort C., "RF MEMS thermally actuated switch for communication systems" European Workshop on Integrated Radio Communication Systems", IEEE AP-S and MTT-S French, Angers, May 2002.
- [II.8] Pothier A., Blondy P., Verdeyme S., Champeaux C., Catherinot A., "Performances et fiabilité de micro commutateurs MEMS à contact ohmique pour des applications RF", 13^{èmes} Journées Nationales Microondes, Lille, May 2003.
- [II.9] Rebeiz G.M., "RF MEMS Theory, Design and Technology", Wiley, 2003.
- [II.10] Richards R.J., De Los Santos H.J., "MEMS for RF/Wireless Applications: The Next Wave", Microwave Journal, March 2001
- [II.11] Mihailovitch R.E., Kim M., Hacker J.B., Sovero E.A., Studer J., Higgins J.A., Denatale J.F., "MEMS relay for reconfigurable RF circuits", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 11, N° 2, pp. 53 – 55, May 2001.
- [II.12] Bozler C., Drangmeister R., Duffy S., Gouker M., Knecht J., Kushner L., Parr R., Rabe S., Travis L., "MEMS microswitch arrays for reconfigurable distributed microwave components", IEEE Int. Microwave Symp. Dig., Boston, pp. 153 – 156, September 2000.
- [II.13] Muldavin J.B., Rebeiz G.M., "All-metal high-isolation series and series/shunt MEMS switches", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 11, N° 9, pp. 373 – 375, February 2001.
- [II.14] Shen S.C., Feng M., "Low actuation voltage RF MEMS switches with signal frequencies from 0.25 GHz to 40 GHz", IEEE International Electronics Devices Meeting, pp. 689-692, December 1999.
- [II.15] Muldavin J.B., Rebeiz G.M., "High Isolation CPW MEMS Shunt Switches", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, pp. 59 - 71, December 2001.
- [II.16] Campbell S.A., "The Science and Engineering of Microelectronic Fabrication", Oxford University press, New-York, 2001.
- [II.17] Ojefors E., Grenier K., Mazon L., Bouchriha F., Rydberg A., Plana R., "Micromachined inverted F antenna for integration on low resistivity silicon substrates", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 15, Iss. 10, pp 627 – 629, October 2005.
- [II.18] Weller T.M., Katehi L.P.B., Rebeiz G.M., "High performance microshield line components", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, Iss. 3, pp. 534 - 543 March 1995.
- [II.19] Senturia S.D., "Microsystem design", Kluwer Academic Publishers, pp. 196-198, 2001.
- [II.20] Mercier D., Berland E., Pothier A., Blondy P., Cros D., Verdeyme S., "Méthode de modélisation pour les micro-commutateurs MEMS", 13^{èmes} Journées Nationales Microondes, Lille, Mai 2003.
- [II.21] Peroulis D., Pacheco S.P., Sarabandi K., Katehi L.P.B., "Electromechanical considerations in developing low-voltage RF MEMS switches", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, N° 1, pp. 259 – 270, June 2003.
- [II.22] Gillot C., Pornin J.L., Arnaud A., Lagoutte E., Sillon N., Souriau, J.C., "Wafer level thin film encapsulation for MEMS", Electronic Packaging Technology Conference, Proceedings of 7th, Vol. 1, pp 243-247, 7-9 December 2005.
- [II.23] Lin et. al., "Microelectromechanical Filters for Signal Processing" IEEE/ASME J. of Microelectromechanical Systems, Vol. 7, pp.286-294, 1998

- [II.24] Zavracky P.M., Mc Gruer N.E., Morrison R.H., Potter D., "Microswitches and microrelays with a view toward microwave applications", John Wiley & Sons, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, pp.338-347, August 1999.
- [II.25] Pacheco S.P., Peroulis D., Katehi L.P.B., "MEMS Single-Pole Double Throw (SPDT) X and K-Band Switching Circuits", IEEE MTT-S, Phoenix, AZ, USA, May 2001.
- [II.26] Muldavin J.B., Rebeiz G.M., "All metal high isolation series and series/shunt MEMS switches", IEEE Microwave and Wireless Component Letters, Vol.11, N°9, September 2001.
- [II.27] Majumder S., Lampen J., Morrison R., Maciel J. "MEMS switches", Instrumentation & Measurement Magazine, IEEE Vol, 6, Iss. 1, pp. 12-15, March 2003.
- [II.28] Hoivik N., Michalick M.A., Lee Y.C., Gupta K.C., Bright V.M., "Digitally controllable variable high-Q MEMS capacitor for RF applications", Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International, Vol. 3, pp 2115-2118, November 2001.
- [II.29] M1C06-CDK2 datasheet, Magfusion Inc., Chandler, AZ, www.magfusion.com.
- [II.30] Goldsmith C., Molczewski A., Yao Z.J., Chen S., Ehmke J., Hinzl D.H., "RF MEMS variable capacitor for tunable filters", John Wiley & Sons, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, pp.362-374, October 1999.
- [II.31] Goldsmith C., "RF MEMS circuit, recent developments, packaging and reliability", IEEE MTT-S Workshop, Phoenix, AZ, USA, May 2001.
- [II.32] Pacheco S., Nguyen C.T., and KATEHI L.P.B., "Micromechanical electrostatic K-band switches", IEEE MTT-S INT. Microwave Symp. Dig., Baltimore, pp. 1569-1572, May 1998.
- [II.33] Duffy S., Bozler C., Rabe S., Knecht J., Travis L., Wyatt P., Keast C., Gouker M., "MEMS microswitches for reconfigurable microwave circuitry", IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett., Vol.11, Iss. 3, pp. 106-108, September 2001.
- [II.34] Tan G.L. and Rebeiz G.M., "DC-26 GHz MEMS series-shunt absorptive", IEEE INT. Microwave Symp. Dig., Phoenix, pp. 325-328, May 2001.
- [II.35] MA46H120, M/A-com company, US, <http://www.macom.com/>
- [II.36] Goldsmith C.L., Malczewski A., Yao Z.J., Chen S., Ehmke J., and Hinzl D.H., "RF MEMS Variable Capacitors for Tunable Filters", Int. Journal of RF and Microwave, Computer-Aided Engineering, pp. 362-374, June 1999.
- [II.37] Yao J.J., Park S., and DeNatale J., "High tuning-ratio MEMS-based tunable capacitors for RF communications applications", Tech. Digest, Solid State Sensor and Actuator Workshop, pp. 124-127, September 1998.
- [II.38] Young D.J., Boser B.E., Malba V., and Bernhardt A.F., "A Micromachined RF Low Phase Noise Voltage-Controlled Oscillator For Wireless Communications", International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, pp. 285-300, May 2001.
- [II.39] Borwick R., Stupar P., Denatale J., Anderson R., Tsai C., Garret K., "A high Q, large tuning range tunable capacitor for RF applications", IEEE MEMS Conference, pp. 669-672, August 2002.
- [II.40] Dec A., Suyama K., "Micromachined electro-mechanically tunable capacitors and their applications to RF IC's", IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol. 46, Num. 12, pp.2587- 2596, December 1998.
- [II.41] Dussopt L., Rebeiz G.M., "High-Q millimeter-wave MEMS varactors: extended tuning range and discrete-position designs", IEEE International Microwave Symposium, Vol. 2, pp. 1205 -1208, June 2002.
- [II.42] Peroulis D., Katehi L.P.B., "Electrostatically-tunable analog RF MEMS varactors with measured capacitance range of 300%", IEEE International Microwave Symposium Digest, pp. 1205 -1208., June 2003.
- [II.43] Zou J., Liu C., Schutt-Aine J., Chen J., and Kang S.M. "Development of a Wide Tuning Range MEMS Tunable Capacitor for Wireless Communication Systems", IEDM, pp 403-406, June 2000.
- [II.44] Peppiatt H.J., Hall J.A., McDaniel A.V., "A Low-Noise Class-C Oscillator Using a Directional Coupler", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 16, Iss. 9, Sept. 1968.
- [II.45] Toyoda S., "Variable Coupling Directional Couplers Using Varactor Diodes", Microwave Symposium Digest, MTT-S International, Vol. 82, Iss. 1, pp. 419 - 421, Jun 1982.
- [II.46] O'Caireallain S.B.D. and Fusco V.F., "Quasi-Lumped Element Quadrature Coupler Design," , Microwave Opt. Technol. Lett., Vol. 2, pp. 216-218, June 1989.
- [II.47] Brodwin M.E., Ramaswamy V., "Continuously Variable Directional Couplers in Rectangular Waveguide", IEEE Microwave Theory and Techniques, Vol. 11, Iss. 2, pp. 137 - 142, March 1963.
- [II.48] Fusco V.F., "Tunable Quasi-Lumped Element Quadrature Hybrid," , Electronic Letters., Vol. 27, pp. 2246-2248, November 1991.

- [II.49] Kim C.S., Park J.S., Ahn D. and Lim J.B. "Variable directional coupler with LC resonator", Electronics letters, Vol. 36, No. 18, pp. 1557-1559, August 2000
- [II.50] Fardin E.A, Holland A.S. and Ghorbani K., "Electronically tunable lumped element 90° hybrid coupler", Electronics letters, Vol. 42, No. 6, pp. 353-355, March 2006.
- [II.51] Djoumessie. E., Marsan E., Caloz C., Chaker and M. Wu, K. "Varactor-tuned dual-band quadrature hybrid coupler", IEEE Microwave and Wireless Comp. Letters, Vol. 16, No. 11, pp. 603-605, Nov. 2006.
- [II.52] Tan G.L., Mikailovitch R.E., Hacker J.B., Denatale J.F., Rebeiz G.M., "Low loss 2 and 4 bit TTD MEMS phase shifters based on SP4T switches", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.51, N°1, January 2003.
- [II.53] Hacker J.B., Mihailovich E., Kim M., Denatale J.F., "A Ka-band 3 bit RF MEMS true time delay network", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.51, N°1, January 2003.
- [II.54] Pillans B., Eshelman S., Malczewski A., Ehmke J., Goldsmith C., "Ka-band RF MEMS phase shifters", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 9, Iss. 12, pp. 520 – 522, December 1999.
- [II.55] Hayden J.S., Malczewski A., Kleber J., Goldsmith C.L., Rebeiz G.M., "2 and 4 bit DC-18 GHz microstrip MEMS distributed phase shifters", IEEE MTT-S, Phoenix, AZ, USA, May 2001
- [II.56] McFeetors G., Okoniewski M., "Distributed MEMS analog phase shifter with enhanced tuning", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 16, Iss. 1, pp. 34-36, January 2006.
- [II.57] Butler J., Lowe R., "Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electrically Scanned Antennas," Electronic Design, April 1961.
- [II.58] Shelton J.P. and Howe R., "Multiple beams for linear arrays," IRE Trans. on Ant. Prop., pp. 154-161, March 1961.
- [II.59] Shelton J.P., "Fast Fourier Transforms and Butler Matrices," Proc. of the IEEE, pp. 350, March 1968.
- [II.60] Muenzer J.P., "Properties of linear phased arrays using Butler matrices," Standard Elektrik Lorenz, Stuttgart, NTZ 1972, Heft 9, pp. 419-422, March 1976.
- [II.61] Glance B.A, "Fast Low-Loss Microstrip p-i-n Phase Shifter", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 27, Iss. 1, pp. 14-16, January 1979.
- [II.62] Park J.Y. , Kim H.T., Choi W., Kwon Y., Kim Y.K., "V-band réflexion-type phase shifters using micromachined CPW coupler and RF switches", Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 11, N° 6, December 2002.
- [II.63] Gardner A.L., Hawke R.S., "High speed microwave phase shifters using varactor diodes", the Review of Scientific Instruments, Vol. 37, N° 1, January 1966.
- [II.64] Sun K-O., Kim H-J., Yen C-C, Weide D., "A scalable reflection type phase shifter with large phase variation", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 15, Iss. 10, pp. 647 – 648, October 2005.
- [II.65] Han S.M., Kim C.-S., Ahn D., Itoh T., "Phase shifter with high phase shifts using defected ground structures", Electronics Letters, Vol. 41, Iss. 4, pp. 196 – 197, February 2005.
- [II.66] Kumar M., Menna R.J., Huang H-C., "Broad-Band Active Phase Shifter Using Dual-Gate MESFET ", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 29, Iss. 10, pp. 1098 – 1102, October 1981.
- [II.67] Kim S.J., Myung N.H., "A new active phase shifter using a vector sum method", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 10, Iss. 6, pp. 233-235, June 2000.
- [II.68] Lu J-H , Tang C-H ,WongK-L, "Slot-coupled compact broadband circular microstrip antenna with chip-resistor and chip-capacitor loading", Microwave and optical technology letters. Vol. 18, No. 5, August 1998.
- [II.69] Le Ray G., Himdi M., Daniel J.P., "Frequency agile slot-fed patch antenna", Electronic Letters., Vol. 32, No. 1, pp 2 - 3, January 1996.
- [II.70] Portelli A., Muscat A., Muscat J., "Tunable patch antennas for integration in a mobile phone: simulation and measurement", JINA, Intern. symp. of Nice on antennas, Vol. 1, pp 243 – 24, May 2002.
- [II.71] Shynu S.V. , Gijo A., Anansan C.K., Mohonan P., Vasudevan K., "A reconfigurable dual-frequency slot-loaded microstrip antenna controlled by PIN diodes", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 44, No. 4, February 2005.
- [II.72] Chen Q , Kurahashi M , Sawaya K., "Dual-mode Patch antenna with PIN Diode Switch", Antennas, Propagation and EM Theory, 6th International Symposium, pp. 66– 69, May 2003.
- [II.73] Kivekäs O., Ollikainen J. , Vainikainen P., "Frequency tunable-internal antenna for mobile phones" JINA, International Symposium on Antennas. Vol. 2, pp. 53–56, May 2002.
- [II.74] Simons R.N. , Chun D. , Katchi L.P.B., "Reconfigurable array antenna using microelectromechanical systems (MEMS) actuators", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol.3, N°8, pp. 674-677, July 2001.

- [II.75] Siegel C.M., Gautier W., Ziegler V., Prechtel U., Schumacher H., "Reconfigurable Patch-Antenna based on a very low complexity RF-MEMS technology on silicon", MEMSWave Conference, Orvieto, Italy, June 2006.
- [II.76] Schaubert D., Farrar F., Sindoris A., Hayes S., "Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 29, Iss. 1, pp. 118-123, January 1981.
- [II.77] Haskins P.M., Dahele J.S., "Varactor-diode loaded passive polarisation-agile patch antenna", Electronic Letters, Vol. 30, Iss. pp. 1074-1075, June 1994.
- [II.78] Haskins P.M., Dahele J.S., "Compact active polarisation-agile antenna using square patch", Electronic Letters, Vol. 31, Iss. 16, pp. 1305-1306, August 1995.
- [II.79] Boti M., Dussopt L., Laheurte J.-M., "Circularly polarised antenna with switchable polarisation sense", Electronic Letters, Vol. 36, Iss. 18, pp. 1518-1519, August 2000.
- [II.80] Yang F., Rahmat-Samii Y., "A reconfigurable patch antenna using switchable slots for circular polarization diversity", IEEE Microwave and Wireless Comp. Letters, Vol. 12, Iss. 3, pp. 96-98, March 2002.
- [II.81] Scott H., Fusco V.F., "Polarization agile circular wire loop antenna", Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 1, Iss. 1, pp. 64-66, May 2002.
- [II.82] Nishiyama E. and Aikawa M., "Polarization controlled microstrip antenna", IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation, vol. 1A, pp. 68-71, Washington, USA, 2005.
- [II.83] Fries M.K., Grani M., Vahldieck R., "A reconfigurable slot antenna with switchable polarization", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 13, Iss. 11, pp. 490-492, November 2003.
- [II.84] Le Garrec L., "Etude et conception en bande millimétrique d'antennes reconfigurables basées sur la technologie des MEMS", Mémoire de thèse, de l'Université de Rennes, Novembre 2004.
- [II.85] Montusclat S., Giansello F. Gloria D., "Silicon full integrated LNA, filter and antenna system beyond 40 GHz for MMW wireless communication links in advanced CMOS technologies", RFIC Symposium, 2006 IEEE, ISBN: 0-7803-9572-7
- [II.86] Pham N.T., Lee G.-A., De Flaviis F., "Microstrip antenna array with beamforming network for WLAN applications", Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE, Vol. 3a, pp. 267-270, July 2005.
- [II.87] Cheng S., Ojefors, E., Hallbjörner, P., Rydberg, A., "Compact reflective microstrip phase shifter for traveling wave antenna applications", IEEE Microwave And Wireless Components Letters, Vol. 16, No. 7, pp. 431-433, July 2006.
- [II.88] Schlub R. W., "Practical Realization of switched and Adaptive Parasitic Monopole Radiating structures", Phd report Griffith University, January 2004.
- [II.89] Petit L., Dussopt L., and Laheurte J.-M., "MEMS-Switched Parasitic-Antenna Array for Radiation Pattern Diversity", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol.54, N°9, pp. 2624-2631, September 2006.

Chapitre III

COMPOSANTS MEMS

Dans ce chapitre, différents types de MEMS sont présentés. Dans une première partie, un composant industriel de la société Magfusion est analysé et un exemple de réalisation d'un SP4T est donné. Avant d'intégrer ce dispositif sur une antenne reconfigurable, nous l'avons caractérisé sur une ligne RF. En raison des performances médiocres de ce composant au-delà de 8 GHz, nous nous sommes intéressés à la conception de MEMS en utilisant le logiciel Coventor. A partir de l'étude d'un MEMS électro-thermique, nous présentons ce flot de conception. Enfin, nous abordons la réalisation de plusieurs composants MEMS à partir du process industriel METALMumps de la société MEMScap. Des commutateurs séries et shunts sont notamment présentés.

III.1. Composants SPDT industriels de la société Magfusion.....	82
III.2. Étude de commutateurs MEMS sous le logiciel Coventor.....	84
III.3. Études basées sur le process de la Queens University de Belfast ..	89
III.4. Réalisations dédiées de micro-structures avec le procédé MetalMumps.....	92
III.5. Conclusion.....	102

III.1. COMPOSANTS SPDT INDUSTRIELS DE LA SOCIÉTÉ MAGFUSION

III.1.1. Structure et fonctionnement

Le commutateur MEMS de Magfusion [III.1] a déjà été présenté au chapitre II. Il s'agit du premier commutateur MEMS commercialisé au monde. Nous avons vu que son principe de fonctionnement repose sur la mise en mouvement d'un balancier en matériau magnétique comportant à chaque extrémité un contact électrique. Cette poutre va passer d'une position à l'autre lors du passage d'un courant dans une bobine située sous ce balancier. Ce composant est donc un SP2T (Single pole dual throw, une entrée, deux sorties). Une photographie du boîtier est présentée sur la figure III.1.a. A partir de la notice constructeur du composant, on peut extraire les pertes d'insertion pour une série de composants. Les mesures sont réalisées avec un testeur directement sur le boîtier du composant (Figure III.1.b). On obtient donc à 6 GHz une atténuation de -0,35 dB.

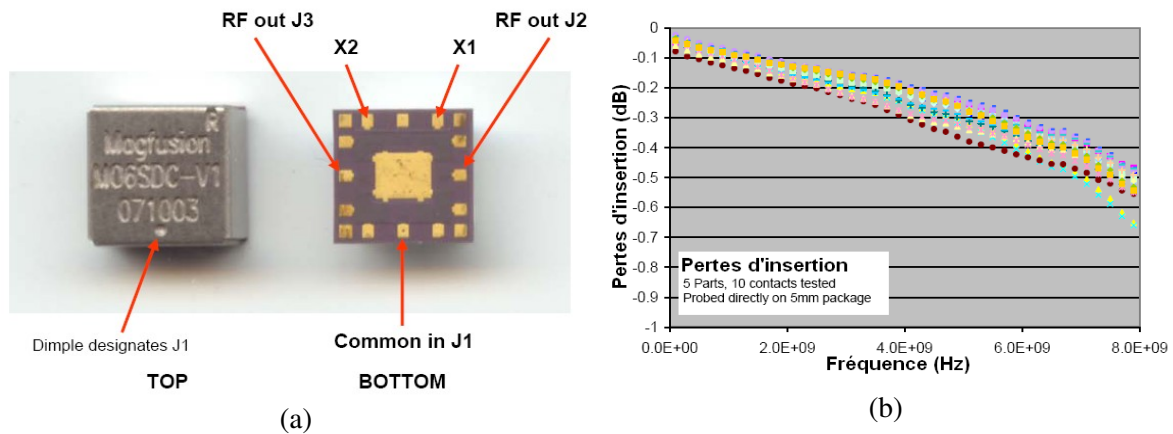


Figure III.1: (a) Photographie du MEMS packagé (b) Pertes d'insertion en fonction de la fréquence

Le LETI du CEA-Grenoble a ainsi développé, sur la base de ce composant MEMS, un réseau SP4T non réfléchissant présentant d'excellentes caractéristiques sur la bande DC-2,5GHz (Figure III.2).

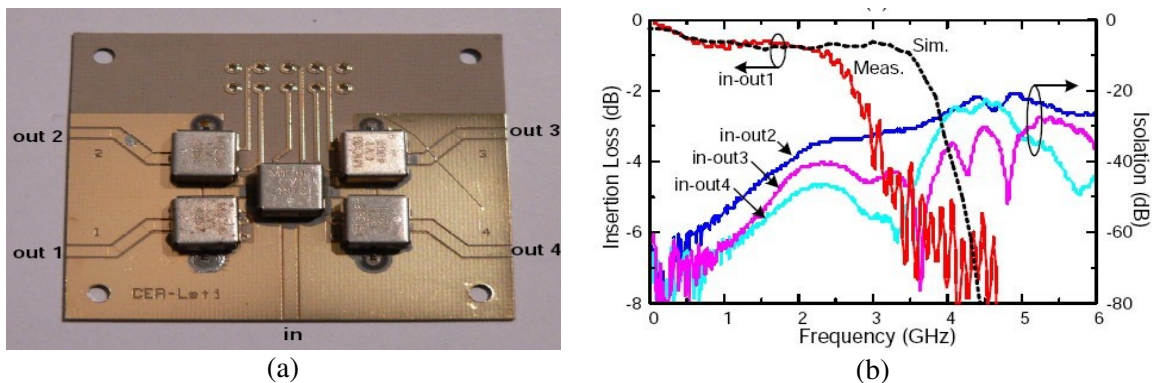


Figure III.2: (a) Photographie du réseau SP4T (b) Mesures des paramètres S du réseau

Les pertes d'insertion sont inférieures à 1 dB sur cette bande. L'isolation quant à elle est supérieure à 30 dB. La consommation de commutation entre deux configurations varie de 35 à 53 uJ et nécessite 10ms [III.2].

Avant d'intégrer ce composant sur une antenne, nous nous sommes intéressés à ses caractéristiques fréquentielles. Pour cela, nous avons conçu un dispositif de test pour l'évaluer notamment au-dessus de 8 GHz.

III.1.2. Caractérisation sur substrat alumine

Le composant a donc été placé sur un substrat alumine d'épaisseur 0,636mm et de permittivité $\epsilon_r=9,8$. Le masque négatif et une photographie du prototype sont présentés sur la figure III.3. Les deux plots DC+ et DC- permettent de polariser le MEMS. L'entrée du SPDT se fait sur le port 1 et les deux sorties sur les ports 2 et 3. Le composant Magfusion est implanté sur la plaquette en utilisant de la soudure liquide type Colle Epoxy Conductrice de la société CircuitWorks. La plaquette est ensuite passée au four pendant 1 heure environ.

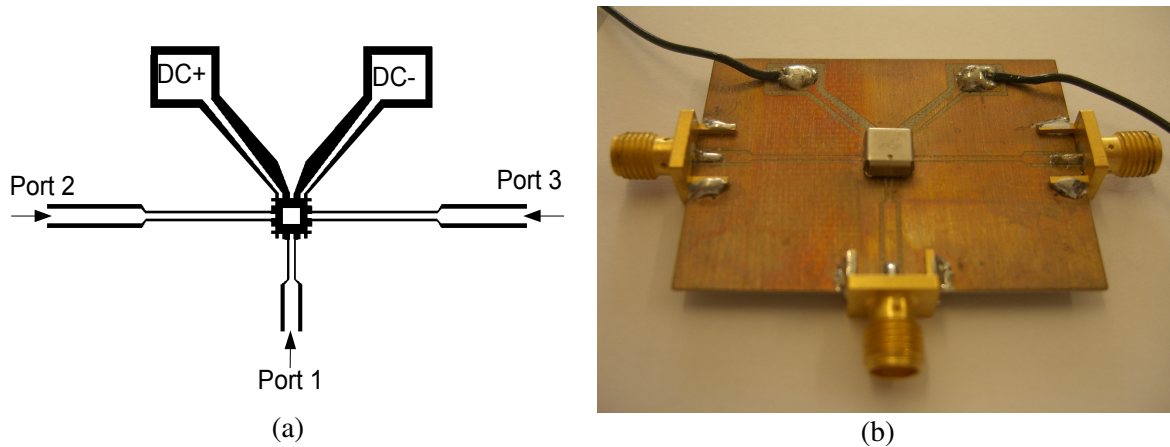


Figure III.3: (a) Masque et (b) photographie du circuit test du MEMS

Les mesures de l'adaptation sur les ports 1, 2 et 3 sont présentées sur la figure III.4.a. La tension de commutation est de 3 V, la consommation est alors de 20 mA. L'adaptation mesurée est inférieure à 15 dB sur presque toute la bande entre 500 MHz et 7,5 GHz. Une mauvaise adaptation est à signaler autour de 3,5 GHz. L'isolation et les pertes d'insertion sur les deux ports (S_{21} et S_{31}) sont présentées sur la figure III.4.b. L'isolation est meilleure que 30 dB jusqu'à 10 GHz, ce qui est largement supérieur aux performances d'une diode PIN. Les pertes d'insertion sont inférieures à 0,6dB jusqu'à 5,5 GHz ce qui est très correct compte tenu des transitions sur les guides d'onde coplanaires (CPW) et les sondes coaxiales.

Ce composant présente donc des caractéristiques supérieures aux composants semi-conducteurs jusqu'à 6 GHz. Plus haut en fréquence, les performances se dégradent très vite, les pertes d'insertion du MEMS sont de 3dB à 9,5 GHz. On se contentera donc d'utiliser ce composant sur la bande DC-6GHz. Autour de 3,5 GHz l'adaptation est médiocre.

Le boîtier métallique est un facteur qui rendra difficile l'intégration de ce type de composant sur des antennes (couplage potentiel important). Cependant, il est possible de le placer dans un circuit d'alimentation en tant qu'aiguilleur de signal. Un exemple d'intégration de ce dispositif dans une antenne reconfigurable sera présenté dans le chapitre IV.

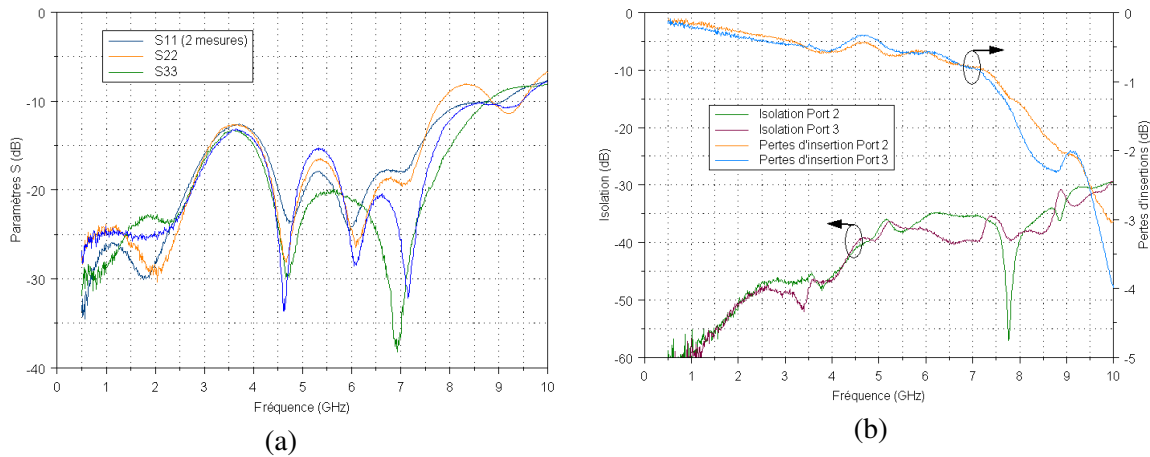


Figure III.4: (a) Adaptation (b) Pertes d'insertion en fonction de la fréquence

III.2. ÉTUDE DE COMMUTATEURS MEMS SOUS LE LOGICIEL COVENTOR

Un certain nombre d'études du comportement mécanique de MEMS ont été réalisées avec le process de la Queens University de Belfast et celui du LETI. Pour ce faire, nous avons utilisé un logiciel dédié à la simulation électromécanique, le simulateur Coventor [III.3].

III.2.1. Présentation du simulateur Coventor

Ce logiciel utilise comme moteur de simulation mécanique les algorithmes du logiciel ANSYS, dédié à la simulation mécanique par la méthode des éléments finis. Ainsi Coventor bénéficie de tous les travaux qui ont été effectués pour la modélisation par éléments finis. Cette méthode a été développée dans les années 1950 pour l'étude du comportement mécanique des structures aéronautiques. Le logiciel est divisé en quatre modules distincts:

- « Architect » propose une vue du MEMS au niveau système et permet de réaliser des simulations comportementales de la structure.
- « Designer » permet à partir de la structure étudiée sous architect de créer le masque de la structure et un modèle en 3 dimensions.
- « Analyser » est un solveur éléments finis qui permet à partir d'une structure 3D de déformer la structure du MEMS en fonction de différents types d'actuation (électrostatique, thermique ...).
- « System Builder » propose à partir d'un modèle de simulation sous Analyser d'extraire un macro-modèle simulable sous Architect.

Le logiciel Coventor permet donc une étude complète de l'aspect mécanique des MEMS depuis une modélisation haut niveau jusqu'à une simulation éléments finis, en fournissant en entrée les matériaux utilisés, leurs caractéristiques et la géométrie de la structure.

III.2.2. Flot de conception pour un MEMS électro-thermique

Le MEMS à actionnement thermo-électrique du LETI a déjà été décrit dans le chapitre II. Toutes les informations relatives à ce composant sont résumés dans les publications [III.4-5]. Nous nous intéressons à ce MEMS car il regroupe les deux principaux phénomènes physiques utilisés pour l'activation: l'attraction électrostatique et le bilame thermique. La ligne RF est donc coupée au niveau du MEMS (Figure III.5.a). Lorsque le pont est commuté, un contacteur en Or comble le gap sur la ligne de signal RF. La membrane est constituée de nitrure de silicium et une couche d'aluminium est ajoutée aux extrémités du pont pour réaliser le bilame d'activation. Le nitrure de silicium Si_3N_4 et l'aluminium ont un facteur d'extension thermique très éloigné (rapport de 30, tableau II.2). Comme on peut le voir sur la figure III.5.b, la structure a une contrainte résiduelle qui tend à relever le pont et permet donc une meilleure isolation pour le commutateur.

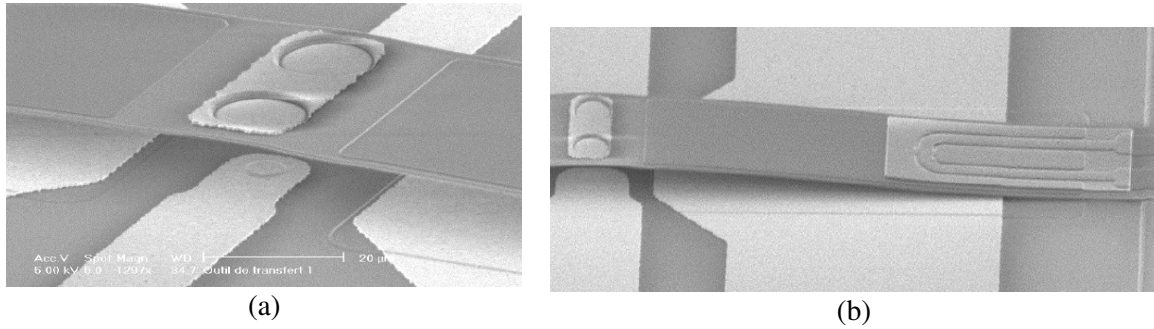


Figure III.5: Photographie du contact série (a) et du bilame (b) du MEMS électro-thermique

Dans un premier temps, le MEMS a été conçu du point de vue fonctionnel sous Architect (Figure III.6.a). La structure est décrite d'un point de vue mécanique et électrique. Chaque élément mécanique de type poutre (« beam ») possède 2 ports d'entrée-sortie. Chaque port est un bus de 6 données qui décrivent les 6 degrés de liberté dans l'espace (x, y, z, rx, ry, rz). Un élément modélise le comportement élastique aux deux extrémités de la poutre. Pour améliorer la finesse du modèle, il est possible de discrétiser le pont entier en plusieurs petites poutres.

Pour modéliser le phénomène de contact entre la poutre et la ligne RF, un composant décrivant de manière analytique cette interaction est ajouté au centre du pont (Figure III.6.b).

L'actionneur thermique sera superposé au pont au niveau de ses extrémités (beam_actuator) comme sur la figure III.6.c. Le modèle de l'activateur thermique déforme la structure en fonction d'une contrainte additionnelle sur la couche supérieure du bilame.

Pour lier cette contrainte du bilame (σ_{bilame}) à une température, il suffit de normaliser le bilame par rapport aux coefficients d'extension thermique ξ et aux modules de Young E des deux matériaux (cf. relation III.1). La contrainte sera de signe positif puisqu'on a ici une contrainte d'étirement.

$$T_{\text{bilame}} = \frac{\sigma_{\text{bilame}}}{\xi_{\text{Ni}_3\text{Si}_4} * E_{\text{Ni}_3\text{Si}_4} - \xi_{\text{Al}} * E_{\text{Alu}}} \quad (\text{III.1})$$

Le logiciel Coventor ne permet pas d'un point de vue comportemental de réaliser une étude de conduction thermique sur une structure. Nous avons donc associé une résistance de 100Ω et un générateur de tension. A partir du courant dissipé dans cette résistance, on calcule la puissance induite en appliquant un coefficient arbitraire pour obtenir une température. A ce niveau de description, le modèle ne prendra pas en compte le temps de diffusion calorifique dans tout le bilame.

Au niveau du maintien électrostatique, on associe les poutres à des éléments de type électrode qui vont modéliser le comportement électro-mécanique de la structure. En fonction de la tension appliquée aux deux bornes de l'électrode, cet élément va induire une force d'attraction sur la structure et ainsi la déformer.

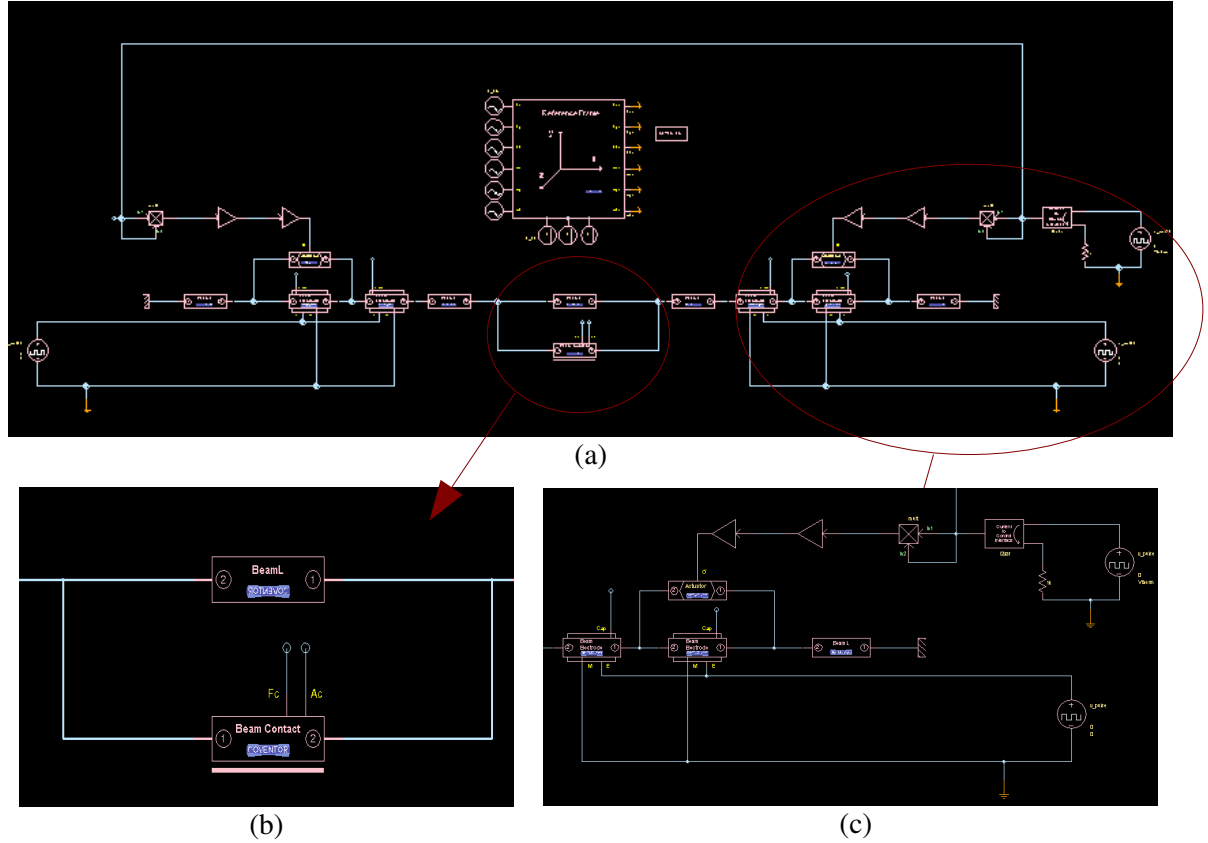


Figure III.6: Modélisation comportementale sous Architect (a) Structure complète (b) Contacteur (c) Actionneur thermique et électrique

A partir de ce modèle analytique, on peut réaliser une simulation de la structure. Le principal avantage de ce type de modèle est la rapidité de simulation qui sera en moyenne 1000 plus fois rapide qu'une simulation de type éléments finis.

Sur la figure III.7, on peut voir le comportement du centre du pont suivant l'axe z en fonction de différentes tensions d'activation.

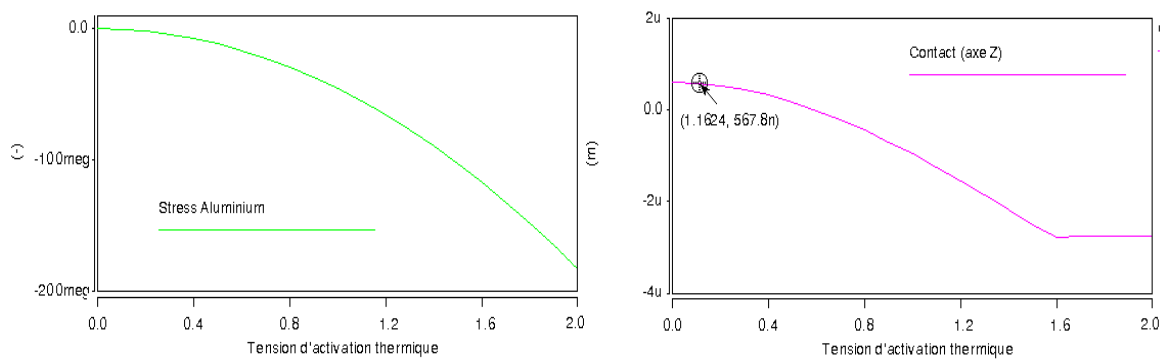


Figure III.7: Activation thermique de la structure

On peut déjà observer qu'en l'absence de tension, la structure est bien déformée vers le haut de plus de 0,5µm en raison de la contrainte résiduelle du bilame. Cette déformation est utilisée par les concepteurs pour accroître l'isolation du commutateur. Lorsqu'une tension est ajoutée sur l'activateur, celle-ci engendre une contrainte additive sur le bilame. Celui-ci est bien de signe positif, c'est une contrainte d'étirement. On observe sur notre modèle qu'avec une tension de 1,8V le contacteur du MEMS entre en contact avec la ligne RF. Cette tension correspond à une contrainte de 139 Gpa.

Sur la figure III.8 une simulation temporelle du commutateur est présentée. La courbe de couleur verte donne le comportement du pont au niveau des électrodes de maintien suivant l'axe Z. La courbe de couleur orange présente le comportement au niveau du contacteur suivant l'axe Z. A t=0, on applique une tension de 3 V sur l'activateur thermique, le MEMS commute en un peu moins de 100µs. Le temps de commutation réel de ce composant est de 250µs mais notre simulation ne tient pas compte de la diffusion calorifique dans le bilame ce qui explique la différence. On peut voir que le contact se fait au niveau du contacteur alors que les électrodes restent espacées d'environ 0,2µm. On applique alors une tension sur l'électrode de maintien de 12V. Les électrodes se plaquent alors sur le plan de masse de la ligne CPW. Le contacteur reste parfaitement commuté. La tension aux bornes de l'activateur thermique est alors ramenée à 0V. Le système a alors commuté et ne consomme dès lors plus d'énergie. On peut alors déduire l'énergie nécessaire à une commutation du MEMS (III.2) en négligeant l'énergie de polarisation des électrodes de maintien.

$$E_{comm} = \frac{V^2}{R} * t_{comm} = 9 \mu J \quad (III.2)$$

A t=300µs, on supprime la tension de maintien, la structure revient à son état d'origine en un peu plus de 130µs alors que les mesures donnent 160µs.

Une simulation pour observer la tension d'activation en utilisant uniquement la tension électrostatique a été réalisée. Le MEMS commute alors à 28,2 V.

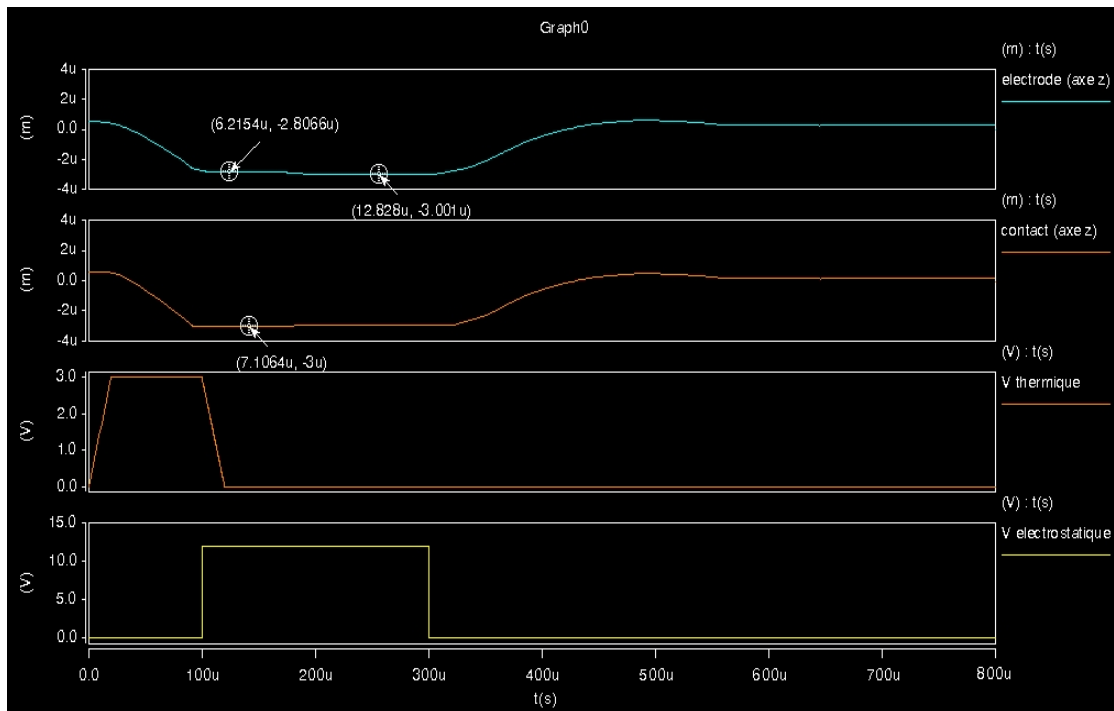


Figure III.8: Comportement dynamique de la structure

Dans un deuxième temps, le masque de la structure est extrait du modèle comportemental à partir de l'outil Designer (figure III.9.a). Un modèle en 3D est synthétisé et maillé de manière assez fine (cubique de $2 \times 2 \times 2 \mu\text{m}^3$) pour la simulation (Figure III.9.b).

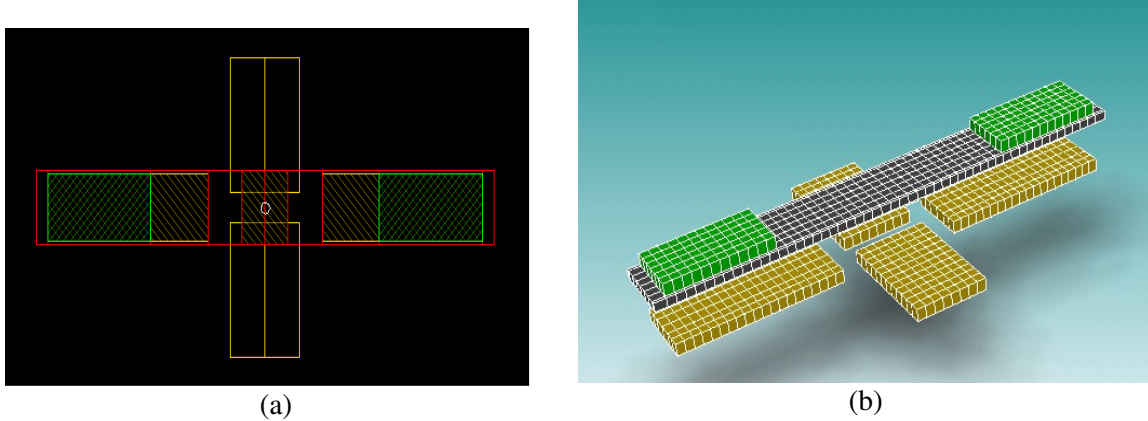


Figure III.9: (a) Masque de la structure (b) Modèle 3D de la structure avec son maillage

On peut enfin à partir du module Analyser, réaliser une simulation de type éléments finis de la structure pour confirmer les résultats précédemment acquis sous Architect (Figure III.10). On déduit ainsi qu'une contrainte de 144 Gpa est nécessaire pour commuter la structure. Au niveau électrostatique, une tension de 26,3V serait nécessaire pour activer le MEMS sans utiliser le bilame. Les résultats avec les deux types de simulateur sont donc bien cohérents et sont conformes aux mesures réalisées et publiées par le LETI [III.4,5].

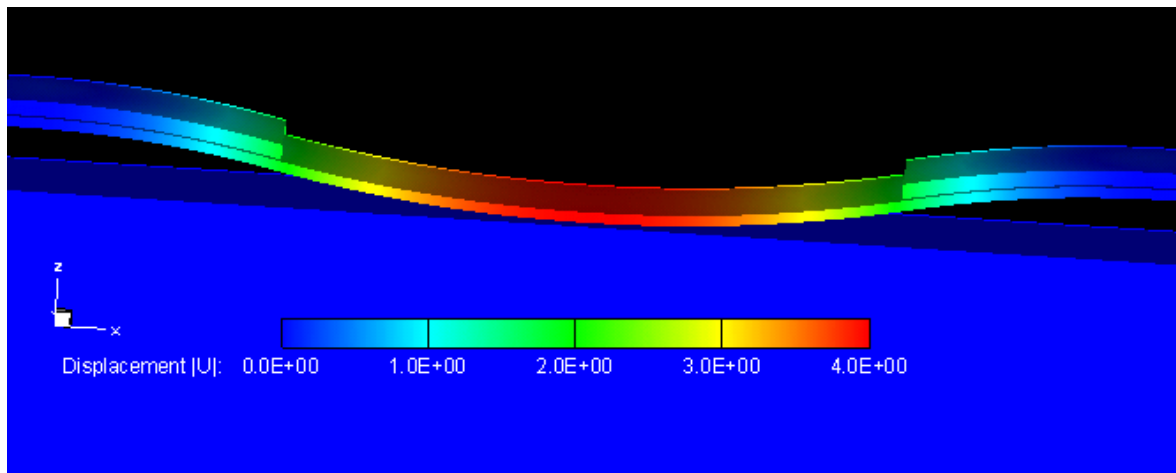


Figure III.10: Simulation éléments finis sous Analyser

Nous avons suivi ce flot de conception pour toutes les études que nous avons réalisées par la suite.

III.3. ÉTUDES BASÉES SUR LE PROCESS DE LA QUEENS UNIVERSITY DE BELFAST

La collaboration avec la Queens University de Belfast nous a amené à réaliser des pré-études en utilisant leur procédé de fabrication des MEMS. Celui-ci est composée de lignes RF en tungstène et de structures mobiles en Or. Le développement de leur process n'a commencé que fin 2005. L'objectif était d'abaisser la tension d'activation de structures de type capacitif par l'utilisation de ressorts d'ancrage en serpentins. Plusieurs études ont déjà été menées. Nous pouvons par exemple citer Peroulis [III.6], qui a démontré qu'augmenter le nombre de serpentins permet de réduire le coefficient de raideur de la membrane mobile. La figure III.11.b présente les résultats de simulation de la raideur en fonction du nombre de serpentins. On constate que l'amélioration du coefficient de raideur se réduit au fur à mesure que le nombre de serpentins augmente. Un bon compromis entre le nombre de serpentins et l'amélioration de la raideur se situe donc entre 2 et 3 serpentins.

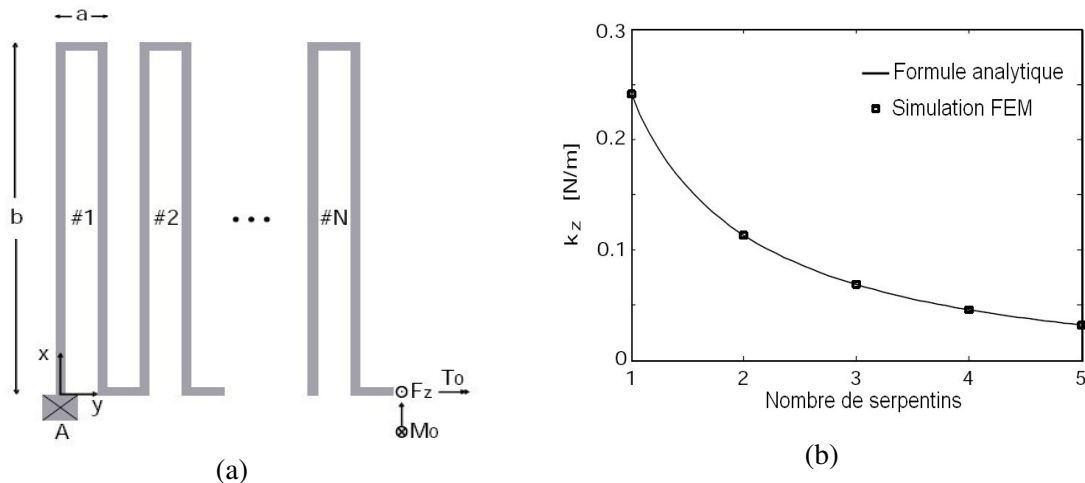


Figure III.11: (a) Serpentins mécaniques réduisant la raideur de la structure (b) Coefficient de raideur de la structure en fonction du nombre de serpentins

A partir de ces acquis, nous nous sommes intéressés à optimiser le positionnement de la connexion entre le ressort et la membrane. Nous avons notamment conçu deux modèles de commutateurs. Pour le premier, le serpentins est connecté à l'extrémité de la membrane (Figure III.12.a). Pour le deuxième, le serpentins a une longueur de plus et se connecte au milieu de la membrane (Figure III.12.b). On dira qu'il est composé de 1,5 serpentins.

Une simulation FEM sous Analyser a été réalisée et a donné pour le premier modèle une tension d'activation de 17 V et pour le deuxième une tension d'activation de 13V. Ces résultats sont parfaitement cohérents puisque le nombre de serpentins est supérieur pour le second modèle.

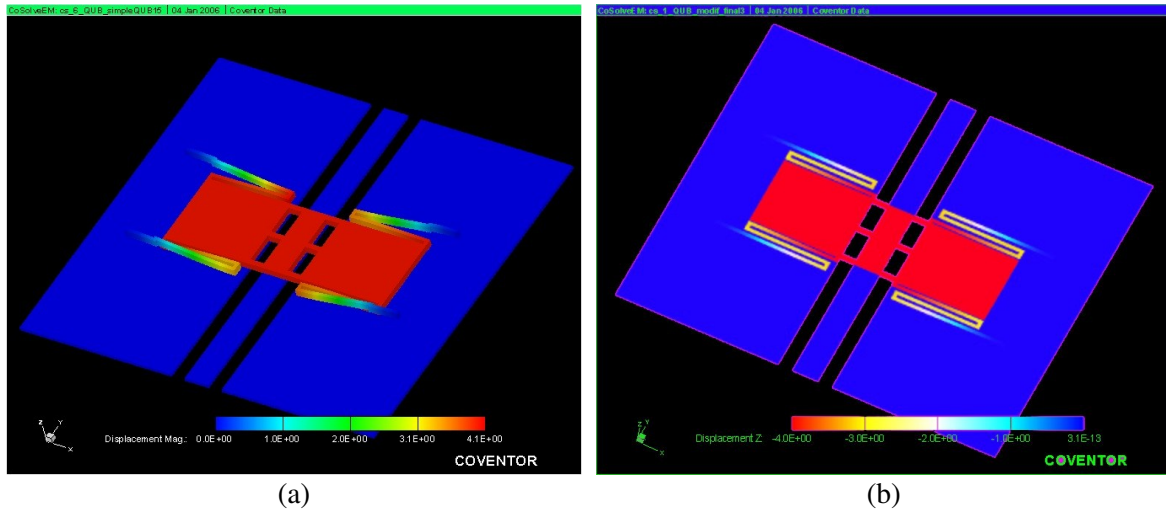


Figure III.12: (a) Membrane MEMS avec 1 serpentín (b) (a) Membrane MEMS avec 1.5 serpentín

Nous nous sommes intéressés à l'empreinte du MEMS commuté, c'est à dire à la répartition des pressions engendrées par la membrane commutée sur la ligne CPW. Muldavin a montré [III.7] que pour augmenter la fiabilité et la reproductibilité des commutations, il faut s'attacher à avoir un contact le plus important possible au niveau de la ligne de signal. Les électrodes doivent être suffisamment larges pour assurer une force d'attraction importante avec le plan de masse de la ligne CPW.

La figure III.13.a et III.13.b donne la répartition de l'emprunte de pression laissée par les deux types de structures. La deuxième structure concentrant très nettement la pression au niveau de la ligne de signal, est plus adaptée pour l'architecture du commutateur.

Le mise au point du process ayant malheureusement pris du retard au sein de notre partenaire, aucune comparaison avec des mesures de structures opérationnelles n'a pu être réalisée à ce jour.

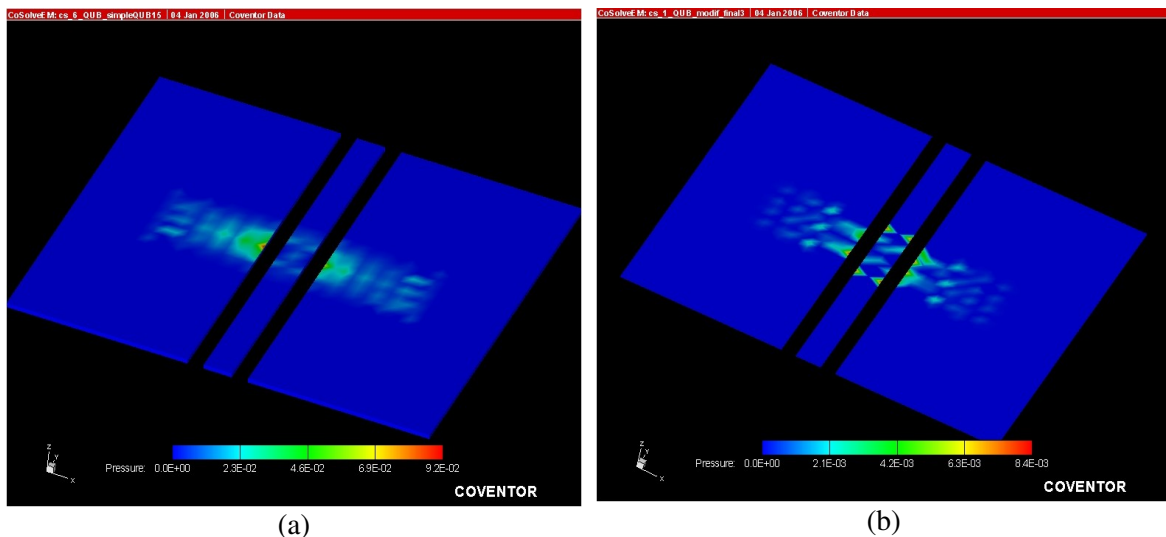


Figure III.13: Empreinte après commutation de la membrane pour la structure (a) 1 serpentín et (b) 1.5 serpentín

III.4. RÉALISATIONS DÉDIÉES DE MICRO-STRUCTURES AVEC LE PROCÉDÉ METALMUMPS

Pour permettre une réalisation de nos structures, nous avons choisi de faire appel à un fondeur industriel et à un process déjà opérationnel adapté à la conception de structures MEMS, à savoir la technologie METALMUMPS développée par la société MEMScap [III.8].

III.4.1. Process dédié Mumps +

III.4.1.1. Détail du process

La société MEMSCAP, par l'intermédiaire de son programme MUMPS+, permet de personnaliser un certain nombre de paramètres du process (épaisseur des couches, matériaux ...). Nous avons donc pu utiliser ce programme pour personnaliser le process METALMUMPS. Le substrat utilisé est un substrat Silicium haute résistivité ($>5 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$).

Les étapes principales du process sont présentées sur la figure III.14 et les différentes caractéristiques des couches sont données dans le tableau III.1.

Un premier oxyde dit "oxyde d'isolation" est épitaxié sur le wafer de Silicium avec une épaisseur de $2\mu\text{m}$. Une deuxième épaisseur d'oxyde de $0,5\mu\text{m}$ de type PSG (Phospho-Silicate-Glass) est déposée par technique LPCVD (Low Pressure Chemical Vapor Deposition) à basse température. Ces deux oxydes ont une structure cristalline différente, ils sont ainsi plus ou moins résistants aux attaques chimiques. Lorsqu'au final, les structures MEMS seront relâchées, une solution à base d'acide hydrofluoré (HF) sera utilisée. Celle-ci gravera cinq fois plus rapidement l'oxyde PSG que l'oxyde d'isolation. Lorsque des couches recouvertes par un autre matériau résistant au HF comme l'Or seront attaquées, l'oxyde PSG sera gravé sous l'Or sur une distance de $120\mu\text{m}$ alors que l'oxyde d'isolation ne sera gravé que sur $25\mu\text{m}$ de distance. Ceci permettra de maintenir ancrées certaines parties de la structure (les supports mécaniques) alors que d'autres parties seront totalement suspendues.

Par la suite, une couche de polysilicium de $2\mu\text{m}$ est déposée et prise en sandwich par deux couches de Nitrure de Silicium Si_3N_4 de $0,35\mu\text{m}$ d'épaisseur (Figure III.14.2). Ces trois couches permettront de créer des membranes suspendues avec un gradient de contrainte résiduelle très faible. En effet, de part la symétrie de cette couche, la contrainte résiduelle ne dépendra que de la différence de contrainte entre les deux couches de Nitrure.

Une nouvelle couche d'oxyde PSG est alors déposée sur une épaisseur de $2,7\mu\text{m}$ (Figure III.14.3). Cette couche est gravée aux endroits où la structure supérieure devra être ancrée au substrat. Un métal dit d'adhésion composé de Chrome (Cr) et de Platine (Pt) est alors déposé sur $0,032\mu\text{m}$. Enfin, une épaisseur de $7\mu\text{m}$ d'or est déposée puis gravée.

In fine, la réalisation est plongée dans un bain de HF pour supprimer l'oxyde et ainsi relâcher les différentes structures.

Les wafers sont enfin découpés et expédiés au client.

Dans le tableau III.1, on peut voir la marge d'erreur pour les différentes couches dans le process non personnalisé, ainsi que la contrainte et la résistivité de certains matériaux. En moyenne, la précision pour l'épaisseur des différentes couches sera de $\pm 10 \%$. La résistance par défaut du polysilicium est de $10\Omega/\square$. Mais dans notre personnalisation, nous avons choisi d'augmenter son épaisseur d'un

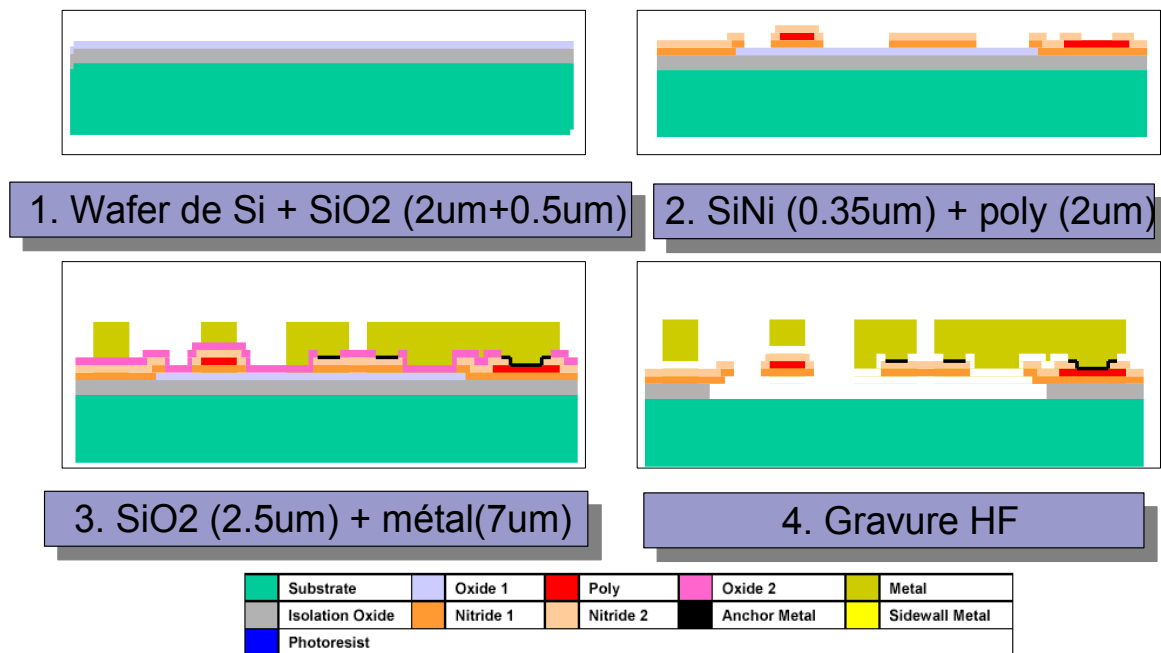


Figure III.14: Différentes étapes du process METALPUMPS

rapport 3 et d'utiliser un dopant plus efficace pour réduire encore la résistivité d'un facteur 3. Nous attendons donc une résistivité pour le polysilicium de l'ordre de 1 Ω/\square .

Couches (ordre de déposition)	Épaisseur (nm)			contrainte (Gpa)	Résistivité (Ω/\square)	Process MUMPS+ personnalisé pour le LEAT: épaisseur typique (nm)
	Min	Typique	Max			
oxyde d'isolation	1900	2000	2100			2000
oxyde	450	500	550			500
Ni ₃ Si ₄	315	350	365	90		350
Polysilicium	630	700	770		10	2000
Ni ₃ Si ₄	315	350	365	90		350
oxyde 2	990	1100	1210			2700
Métal d'adhésion	32	35	38			35
Cuivre	495	550	605			550
Métal	17000	20000	23000	100	0.008	7000 (Or)

Tableau III.1: Caractéristiques des différentes couches du process MetalMumps et du process personnalisé pour le LEAT

Sur la figure III.15.a, l'effet de la gravure à l'acide hydrofluorique est clairement visible. La zone rose est la partie de la réalisation où l'oxyde d'isolation a été gravé. Ainsi, l'oxyde d'isolation est gravé sur une distance de 35 μ m alors que 25 μ m était prévu. On peut supposer que pour assurer un relâchement total de toutes les structures, la société MEMScap a prolongé le bain dans l'acide pendant une durée supérieure aux données technologiques.

La figure III.15.b permet d'observer la contrainte de la couche d'or. Cette micro-topographie a été réalisée au spectromètre confocal par la société Lancaster Monaco [III.9]. La membrane horizontale est relâchée et ancrée à ses extrémités par les deux plots en vert. On observe ainsi que la membrane se relève en son centre (couleur rouge), nous donnons son profil dans la suite de ce paragraphe.

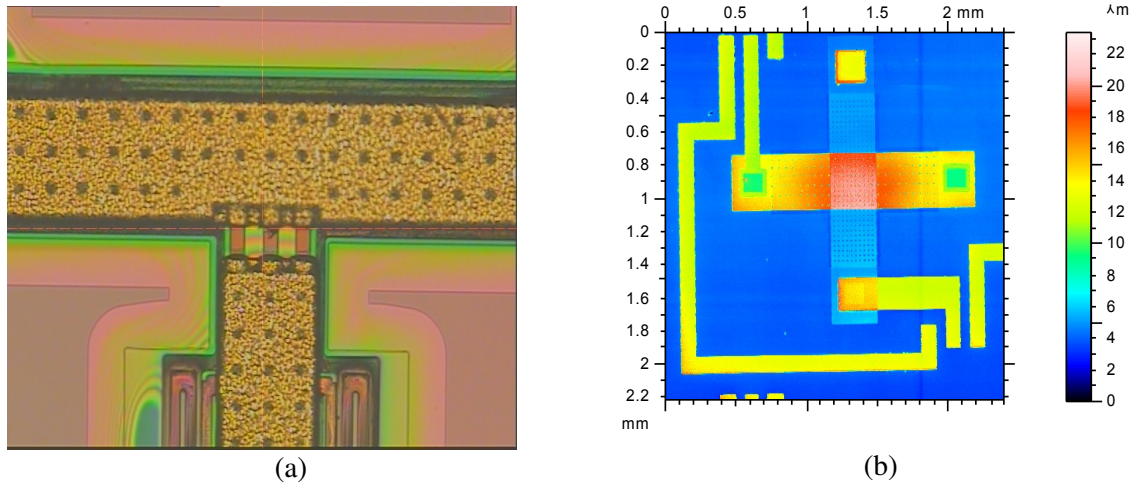


Figure III.15: (a) Vue de la gravure de l'oxyde en rose (b) Contrainte de la membrane en Or

Une mesure transversale du relief du MEMS est présentée sur la figure III.16. Un palier de $2,3\mu\text{m}$ est visible au niveau du centre du pont. Celui-ci est dû au pont vertical en polysilicium qui croise la pont en Or. On peut ainsi mesurer précisément que la membrane est relevée de $4,5\mu\text{m}$ en son centre par rapport à ses extrémités. Par une simulation sous le logiciel Coventor, on peut déduire que la couche d'or a une contrainte résiduelle de 167 Gpa ce qui est supérieur à nos prévisions (100 Gpa).

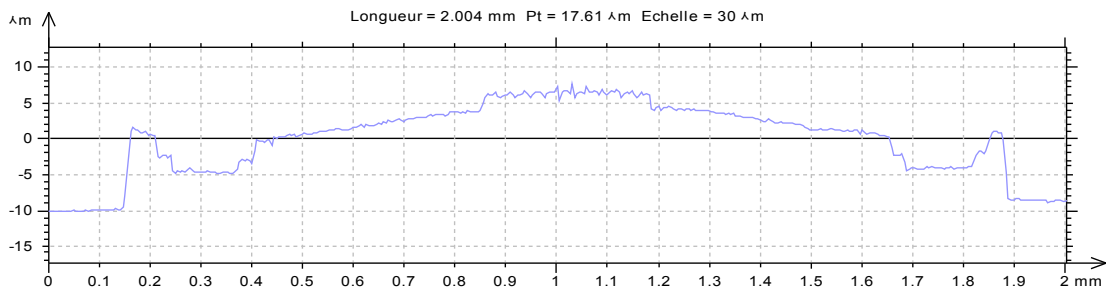


Figure III.16: Mesure transversale du relief du pont MEMS

Plusieurs structures MEMS ont été réalisées sur ce process. Nous avons pu bénéficier d'un substrat de $1*3\text{cm}^2$ pour notre premier Run.

III.4.2. Conception des structures MEMS

Sur la base de ce process, nous avons donc conçu des commutateurs MEMS séries et shunts. Dans un premier temps, nous allons présenter la ligne de propagation qui sera utilisée avec les

commutateurs, puis nous présenteront indépendamment les deux architectures. La simulation électromagnétique des lignes a été réalisée à l'aide du logiciel HFSS [III.10].

III.4.2.1. 1. Ligne de propagation

III.4.2.1.1. Conception des lignes

Dans le cas assez particulier de notre process, la ligne de propagation CPW sera réalisée sur le dernier niveau de métal (Or). La partie mobile du système sera située sur la couche $\text{Si}_3\text{N}_4/\text{Poly}/\text{Si}_3\text{N}_4$, et sera donc placée entre la ligne de propagation et le substrat. Le support de la ligne CPW va donc varier et il faudra adapter la largeur de cette ligne de signal pour conserver une impédance de $50\ \Omega$.

Nous pouvons distinguer deux cas pour la ligne de propagation. Dans le cas général, la ligne reposera directement sur les deux couches de Nitrure (figure III.17.a). Par une simulation sous HFSS, on trouve une impédance de $50\ \Omega$ avec une largeur de ligne de $26\ \mu\text{m}$ et une largeur de gap de $17\ \mu\text{m}$. Lorsque l'on se place dans le cas où la membrane Nitrure/Poly est suspendue, la ligne CPW sera elle aussi suspendue avec un gap de $2,7\ \mu\text{m}$ d'air (Figure III.17.b). La géométrie de la ligne pour avoir une impédance caractéristique de $50\ \Omega$ est alors de $54\ \mu\text{m}$ avec un gap de $18\ \mu\text{m}$.

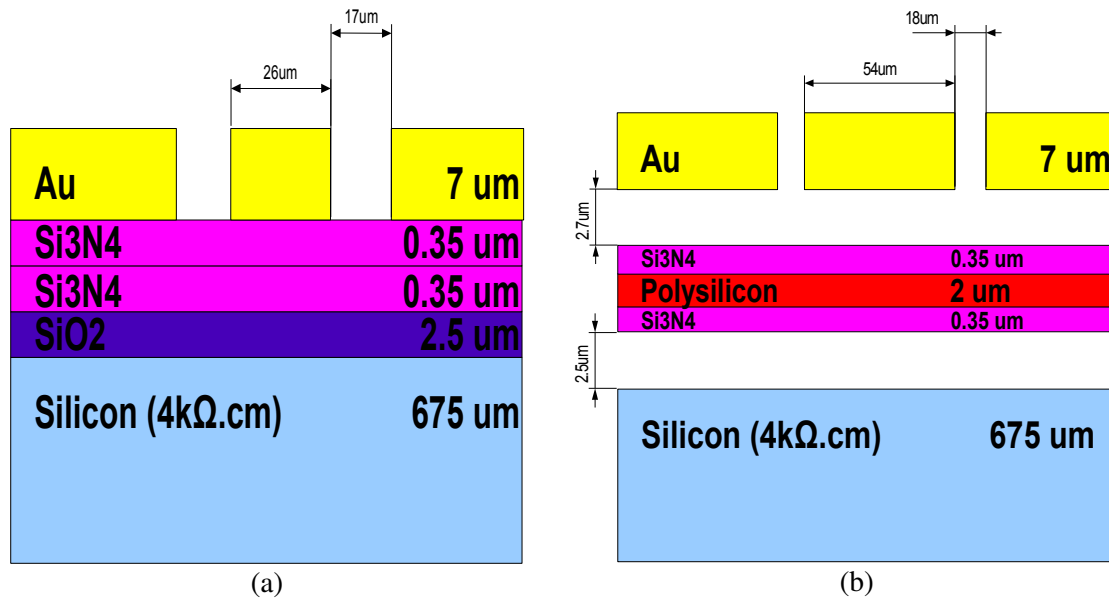


Figure III.17: Ligne de transmission plaquée (a) et suspendue (b)

De plus, comme dans le cas général, on utilisera la ligne plaquée et que, au niveau du MEMS, il faudra utiliser l'architecture suspendue, il a fallu mettre au point une transition avec un minimum de pertes (Figure III.18.a). Sous HFSS, nous avons simulé une perte inférieure à $0,015\ \text{dB}$ pour une telle transition.

Le fait d'avoir deux types de ligne peut être mis à profit dans certains cas où des lignes d'impédances caractéristiques différentes sont nécessaires, par exemple dans le cas d'un diviseur où des impédances caractéristiques allant de $25\ \Omega$ à $105\ \Omega$ sont indispensables. Dans un souci de réduction de taille, il est possible d'utiliser alternativement l'une ou l'autre des architectures pour maintenir des tailles de transition acceptables. Le modèle HFSS d'un diviseur un vers cinq est présenté sur la figure III.18.b.

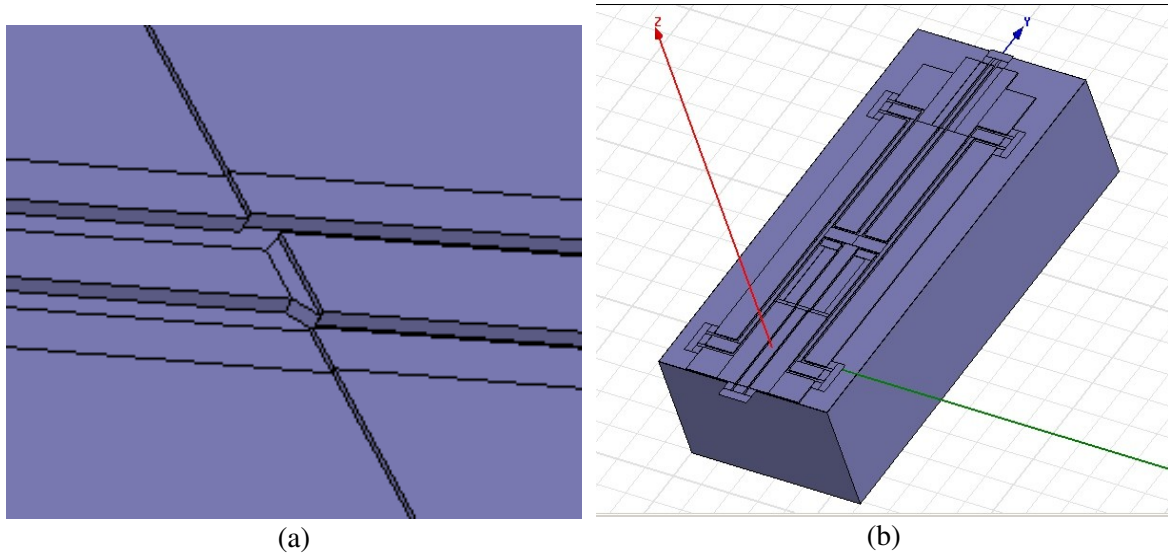


Figure III.18: (a) Transition entre une ligne plaquée et suspendue (b) Diviseur de puissance par 5

III.4.2.1.2. Mesure des lignes

La ligne seule et la transition ont ainsi été mesurées autour de 60 GHz au laboratoire du VTT à Helsinki. Sur la figure III.19.a sont présentées les mesures pour la ligne seule d'une longueur de 1 mm. Les pertes mesurées sont de 0,4 dB ce qui nous donne à 60 GHz une atténuation de 0,6 dB/ λ . La figure III.19.b présente l'atténuation pour une ligne suspendue avec deux transitions vers des lignes plaquées (longueur totale de 500 μ m). Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 0,45 dB. Il n'a pas été possible de mesurer les pertes pour une ligne suspendue seule puisque les plots de mesures sont forcément plaqués sur la ligne par contrainte mécanique.

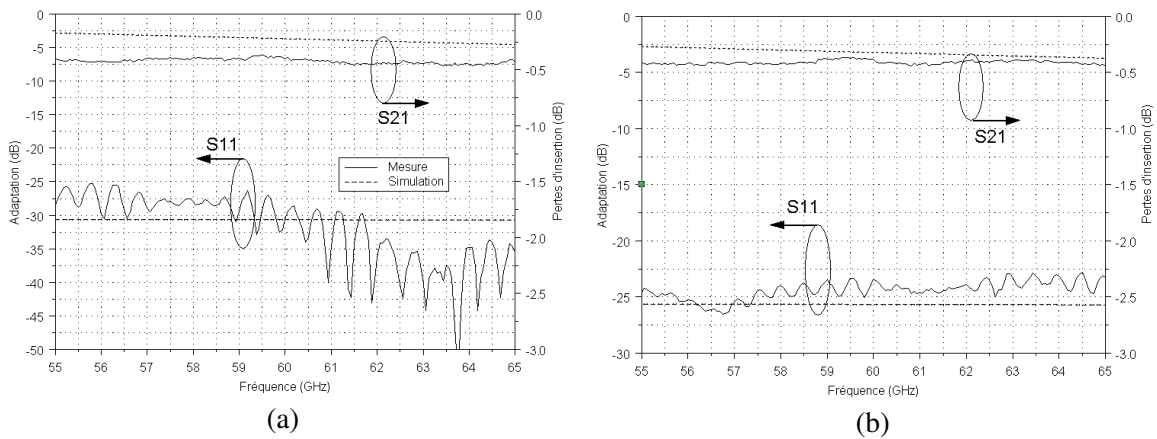


Figure III.19: (a) Mesure pour une ligne plaquée (b) Mesure pour une ligne suspendue avec deux transitions vers des lignes plaquées

A partir de ces lignes de propagation, il est désormais possible de concevoir des systèmes mécaniques pour laisser passer ou réfléchir les ondes électro-magnétiques.

III.4.2.2. 2. MEMS série

La première architecture proposée ici est donc une topologie série. La conception se divise en deux phases, une première approche électromagnétique sous le logiciel HFSS, puis une deuxième approche électro-mécanique sous le logiciel Coventor.

III.4.2.2.1. Étude électromagnétique des structures

La ligne CPW est donc formée d'une ligne suspendue coupée en son centre par un gap de $20\mu\text{m}$ sur la ligne de signal. La structure MEMS est composée d'une membrane mobile avec deux électrodes de $200*200\mu\text{m}^2$ en polysilicium recouvertes de Nitrure pour éviter tout contact DC. En son centre, un contact en polysilicium non recouvert de Nitrure permettra de réaliser le contact série et ainsi de combler le gap sur la ligne de signal RF.

La membrane mobile est reliée au substrat par l'intermédiaire d'un serpentín en polysilicium/Nitrure où l'on viendra polariser l'électrode de la membrane.

Le modèle sous HFSS est présenté sur la figure III.20.a. La simulation tient compte de l'effet de peau. On peut voir sur la figure III.20.b les pertes d'insertion et l'isolation simulées sur le port 2.

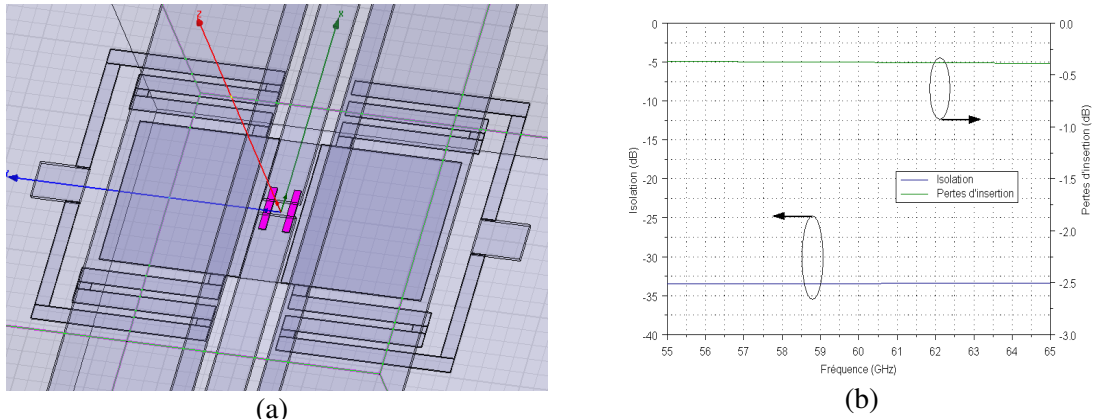


Figure III.20: (a) Modèle et (b) Simulation du MEMS

III.4.2.2.2. Étude mécanique des structures

Une étude électro-mécanique a aussi été menée sur ce composant. Il convient de noter que cette structure est un peu plus complexe que dans le cas usuel, puisqu'ici, à la fois la membrane du MEMS et les lignes sont suspendues et doivent être prises en compte.

Pour la membrane mobile, malgré la longueur des serpentins, la force de rappel reste très correcte grâce au module d'Young très important des matériaux qui la composent (Polysilicium et Nitrure de Silicium).

Un premier modèle sous Architect a été conçu (Figure III.21). La simulation donne une tension d'activation de 23 V pour faire commuter le MEMS.

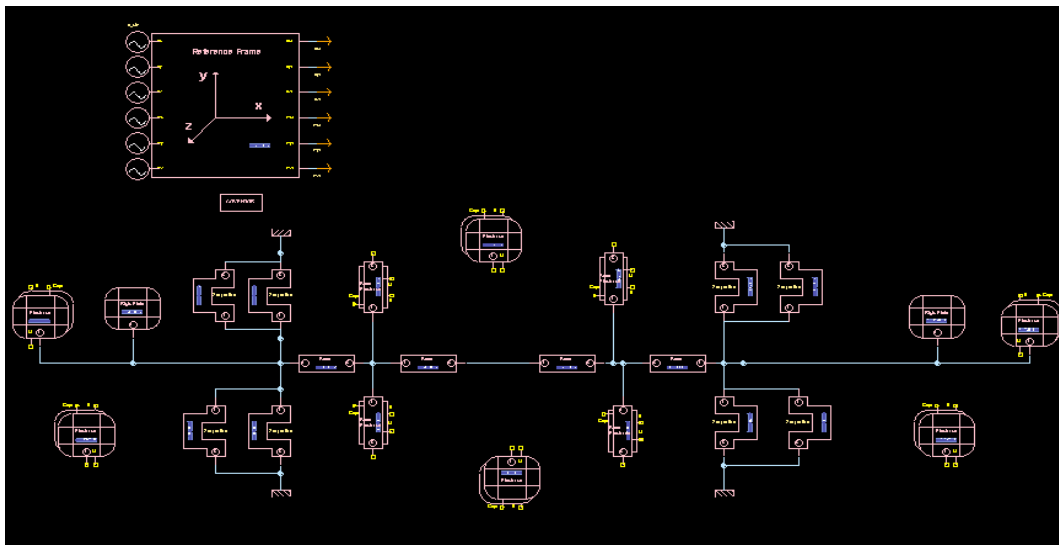


Figure III.21: Modélisation comportementale du commutateur série

A partir de ce modèle Architect, une modélisation 3D a été synthétisée à partir de Designer puis une simulation éléments finis a été réalisée sous Analyser (Figure III.22). Une tension d'activation de 25 V a alors été obtenue, confirmant l'ordre de grandeur calculé précédemment.

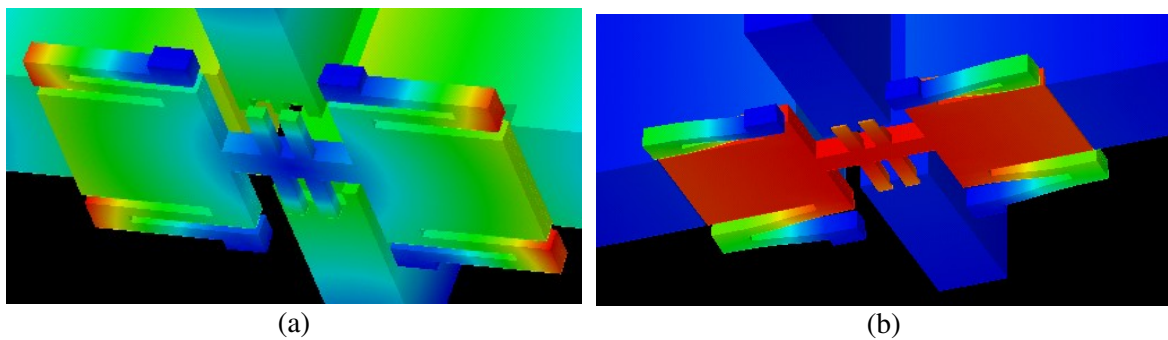


Figure III.22: Simulation éléments finis du commutateur pour un tension de (a) 0V et (b) 24V

Un bon contact série est obtenu au niveau du contacteur (Figure III.23.a). Les simulations donnent une pression induite par le contacteur sur la ligne de 0,1 Mpa (Figure III.23.b).

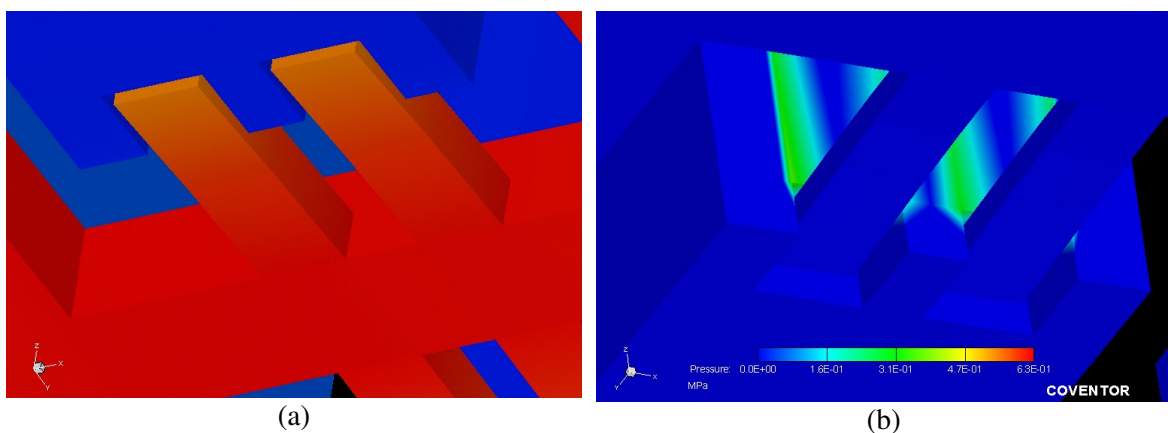


Figure III.23: Contact série du switch (a) et (b) visualisation de la pression induite sur la ligne

Enfin le logiciel Coventor nous a permis d'avoir une pré-visualisation de l'aspect final du MEMS, puisqu'il est possible d'importer directement les masques de réalisation et de synthétiser un modèle 3D (Figure III.24). On peut voir sur les côtés du MEMS les plots de polarisation qui permettront d'alimenter les électrodes. Il n'a malheureusement pas été possible de réaliser des simulations à partir de ce modèle car le niveau de détail est trop élevé et une telle simulation aurait été trop gourmande en mémoire.

Au final ce MEMS occupe une taille de $400 \times 250 \mu\text{m}^2$, la tension d'activation prévue est de 25V. Les pertes d'insertion une fois commutée vont avant tout dépendre de la conductivité du polysilicium et de la qualité du contact entre le polysilicium et l'or. Les prévisions des pertes d'insertions à 60 GHz sont de -0,6dB si la conductivité du polysilicium est de $1 \Omega/\square$. Lorsque le MEMS est relevé, l'isolation simulée est supérieure à 25dB.

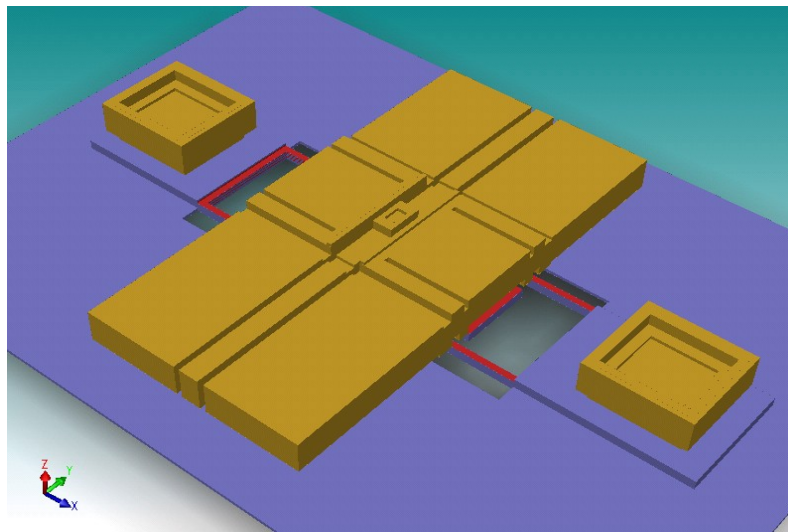


Figure III.24: Modèle 3D à partir des masques finaux de réalisation

III.4.2.2.3. Réalisation de la structure et mesure

La structure réalisée a été observée à l'aide d'un spectromètre confocal (Figure III.25.a).

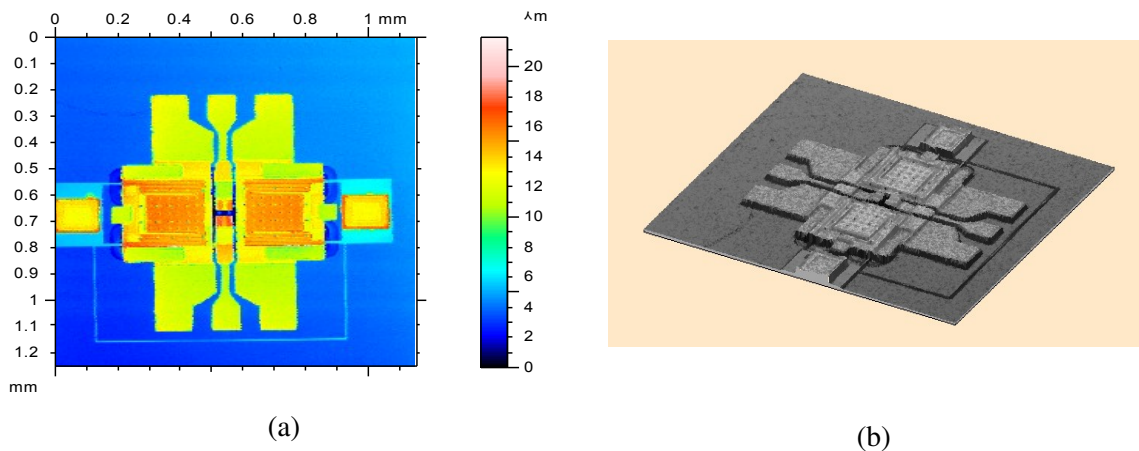


Figure III.25: (a) Microtopographie du MEMS série et (b) vue 3D

Elle présente une bonne uniformité. La ligne de polarisation en polysilicium, qui contourne la structure et permet d'avoir les deux électrodes connectées au même potentiel DC, se situe sur le bas de la figure III.26.a et sur la droite de la figure III.26.b (vue 3D).

Une mesure du relief transversal (rugosité) suivant l'axe x et centré sur le gap de la ligne de signal est présentée sur la figure III.26. Le contact série étant composé de deux lignes en polysilicium, on peut voir leurs reliefs au niveau du gap (0,52mm et 0,56mm).

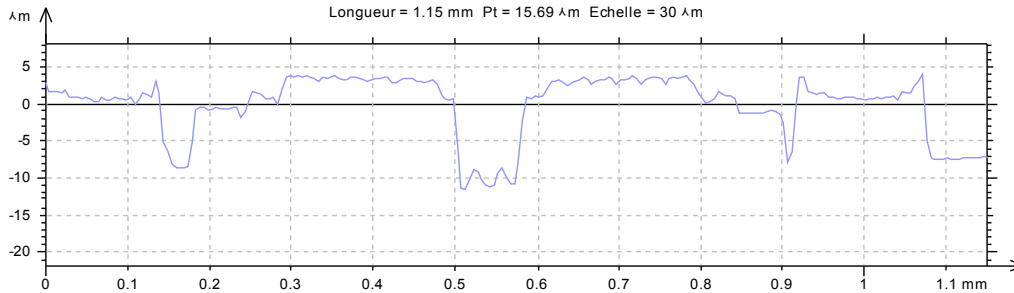


Figure III.26: Mesure transversale du relief du MEMS série

Les mesures de ce MEMS ont été réalisées en partie au laboratoire du VTT à Helsinki et en partie au laboratoire du L2MP à Marseille.

Au laboratoire du VTT, seules les mesures passives (MEMS en position OFF) ont pu être réalisées dans une bande [50,80GHz]. Les mesures et les simulations sous HFSS sont présentées sur la figure III.27. Les simulations et les mesures sont en très bonne adéquation, l'isolation est supérieure à 20 dB sur toute la bande.

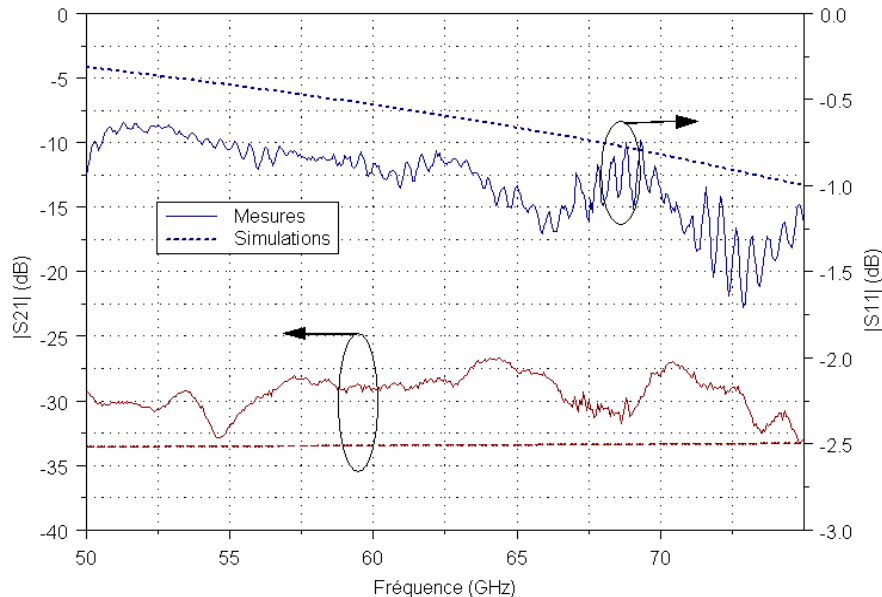


Figure III.27: Simulations et mesures du MEMS série non commuté

Les mesures des MEMS commutés ont pu être réalisées au laboratoire du L2MP. Une tension de 35V a été nécessaire pour effectuer la commutation. Les mesures du composant commuté n'ont pu être réalisées que jusqu'à 35 GHz car un bloqueur de tension DC au standard SMA était nécessaire pour protéger l'analyseur. Les mesures sont présentées sur la figure III.28. Les pertes d'insertion

sont plus élevées que prévues, de l'ordre de -1dB alors que les simulations donnaient des pertes de l'ordre de -0,3dB. Cependant l'isolation est toujours supérieure à -15 dB. On peut donc supposer que le polysilicium est plus résistif que dans nos prévisions ($1\Omega/\square$), ce qui sera vérifié ultérieurement.

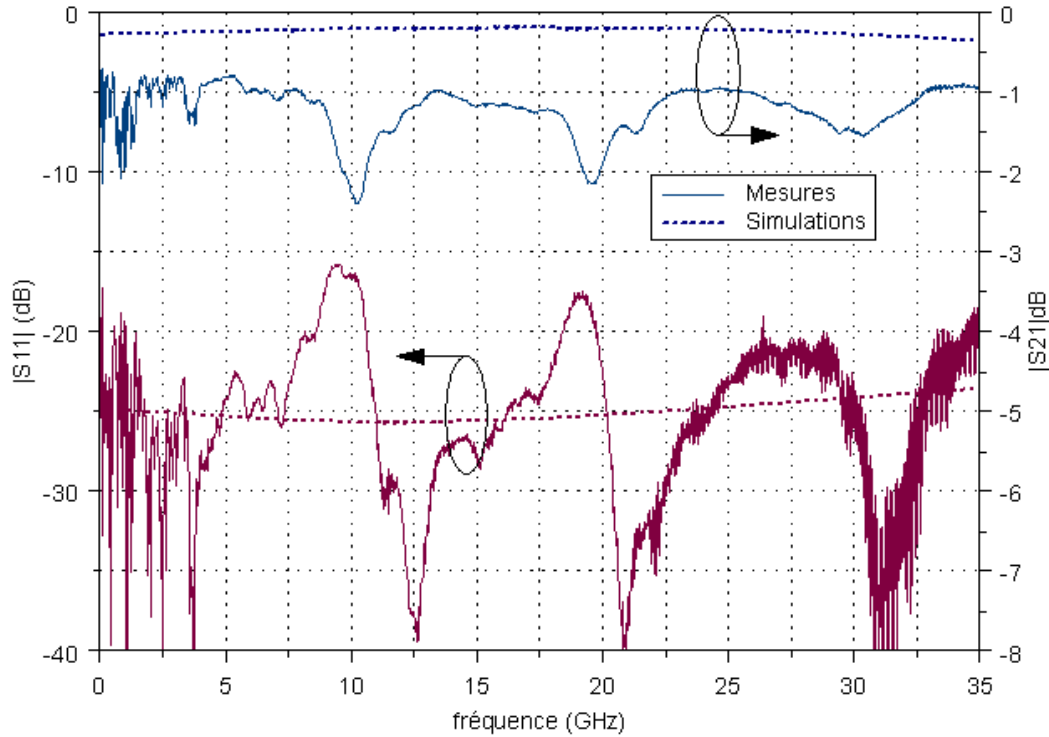


Figure III.28: Simulations et mesures du MEMS série après commutation

III.4.2.2.4. 3. MEMS shunt, réalisation et mesure

L'architecture du commutateur shunt repose sur la même approche que celle décrite précédemment. Le masque de la réalisation est présenté sur la figure III.29. La principale différence avec l'architecture précédente est que la ligne de signal n'est pas coupée.

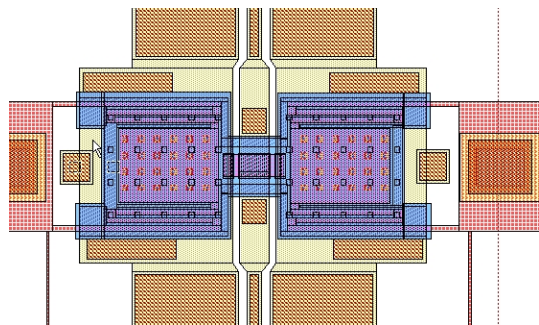


Figure III.29: Masque du MEMS shunt

Les mesures passives de la structure sont présentées sur la figure III.30. Les pertes d'insertion à 60 GHz sont de 0,45 dB ce qui correspond à l'état de l'art actuel [III.11]. L'isolation est quant à elle supérieure à 20 dB sur toute la bande.

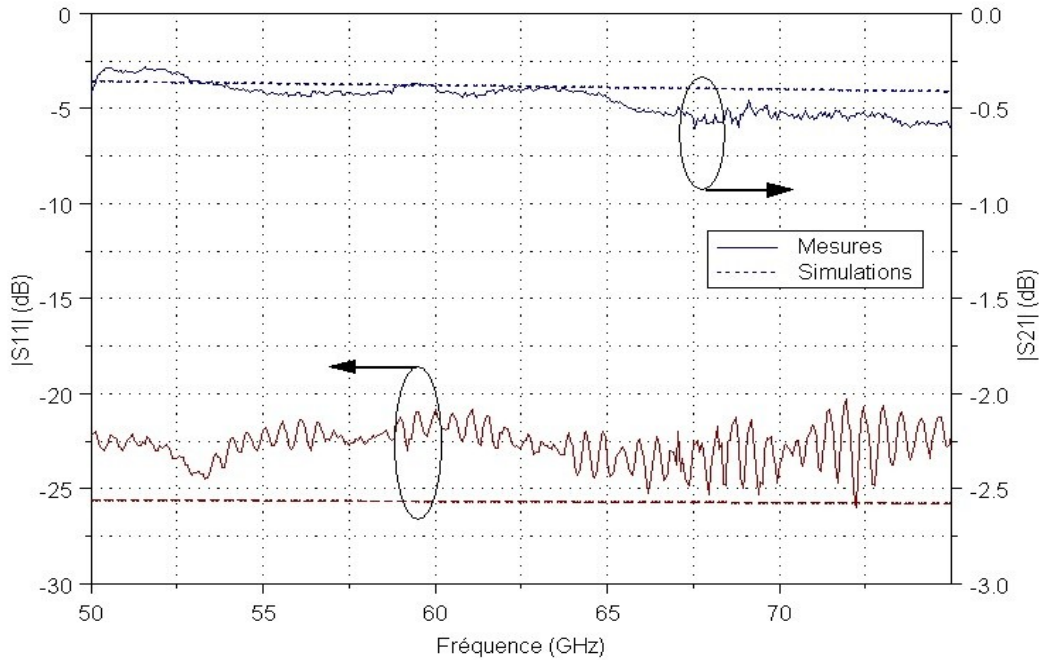


Figure III.30: Simulations et mesures du MEMS parallèle non commuté

Pour les mesures après commutation, une tension de 38V a été nécessaire pour activer le MEMS. Les mesures et simulation jusqu'à 35 GHz sont présentées sur la figure III.31, elles sont bien en adéquation. On peut ainsi voir que le court-circuit est plus franc vers les hautes fréquences alors que celui-ci laisse passer une partie de l'énergie jusqu'à 10 GHz.

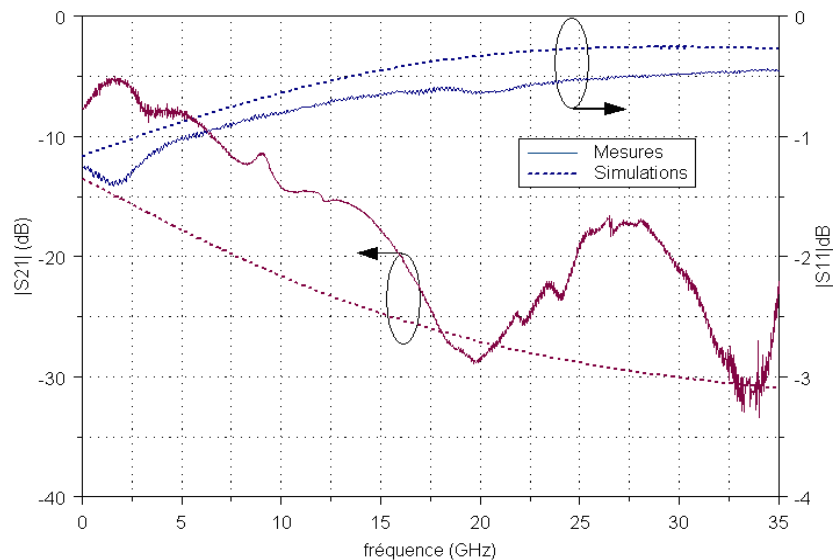


Figure III.31: Simulations et mesures du commutateur parallèle après commutation

III.4.2.3. Conclusion et perspectives pour les réalisations MEMS

De nombreux problèmes de réalisation ont été rencontrés avec le process de la société MEMScap. Le défaut principal provient d'une mauvaise connection électrique entre les couches Or et Polysilicium ne permettant pas d'amener la bonne polarisation aux électrodes et ainsi, d'activer les MEMS. Une explication possible est que le cuivre, utilisé dans le process, aurait également diffusé dans l'Or malgré la barrière de Nickel, créant ainsi un isolant entre la couche de polysilicium et d'Or.

Il nous est donc apparu plus sage de nous adresser pour les futures réalisations à des process plus transparents en terme de communication. De part notre partenariat privilégié avec l'Université d'Helsinki, nous nous sommes tout naturellement adressés à eux. Leur process est opérationnel et ils ont déjà réalisé des déphaseurs. La seule limite de leur procédé est qu'ils ne peuvent pas assurer une commutation franche, leur rapport capacitif entre l'état haut et bas se limitant à un rapport de 5. Ils ont cependant acquis les techniques pour réaliser des varactors de grande qualité. Nous utiliserons donc ce type de composants dans nos futures réalisations.

III.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents composants en technologie MEMS que nous avons étudié durant cette thèse. Un premier MEMS industriel de la société Magfusion a été reporté sur un substrat et mesuré. Les résultats montrent des performances supérieures à leurs équivalents semi-conducteurs. Le logiciel de simulation mécanique Coventor a ensuite été présenté avec plusieurs exemples de modélisation. Enfin, nous avons détaillé le procédé MEMS de la société MEMSCAP que nous avons utilisé pour fabriquer nos propres architectures de MEMS. Ainsi différents types de commutateurs (série et shunt) et un varactor ont été conçus, fabriqués et mesurés.

Nous allons maintenant nous intéresser aux applications qui peuvent être envisagées à partir de ces différents composants.

Références Chapitre III

- [III.1] Magfusion., www.magfusion.com, 2004.
- [III.2] Dussopt L., Lafoy S., Fond E., "A DC-3 GHz Bistable Non-Reflective SP4T MEMS Switch", MEMSwave Conference, Orvieto, Italy, June 2006.
- [III.3] Coventor Software, www.coventor.com, Cary, NC, 2006.
- [III.4] Robert P., Saias D., Billard C. Boret S., Sillon N., Maeder-Pachurka C., Charvet P.L., Bouche G., Ancey P., and Berruyer P., "Integrated RF-MEMS switch based on a combination of thermal and electrostatic actuation", Transducers 2003, Boston, June 2003.
- [III.5] Billard C., Charvet P. L., Fort C., "RF MEMS Thermally Actuated Switch for Communication Systems", European Workshop on integrated Radio Communication Systems, Angers, France, May 6-7 2002.
- [III.6] Peroulis D. "RF MEMS Devices for multifunctional integrated circuits and antennas", PhD thesis, University of Michigan, 2003.
- [III.7] Muldavin J. B., Rebeiz G., "High Isolation CPW MEMS Shunt Switches Part 1: Modeling", IEEE trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, Is. 6, pp. 1045-1052, June 2000.
- [III.8] MEMScap SA, www.MEMScap.com, Bernin, 2006.
- [III.9] Lancaster, www.coty.com, Monaco, 2007.
- [III.10] HFSS, www.ansoft.com, Pittsburgh, PA, 2006.
- [III.11] Chan R., Lesnick R., Caruth D., Feng M., "Ultra broadband MEMS switch on silicon and GaAs Substrates", International conference on compound semiconductor, Chicago, 2003.

Chapitre IV

ANTENNES A POLARISATION COMMANDEE

Dans ce chapitre, de nouvelles architectures d'antennes à polarisation circulaire et reconfigurables en polarisation sont présentées. Ces antennes utilisent les composants actifs décrits dans les chapitres précédents. La première antenne est dédiée à la communication satellitaire. Une deuxième réalisation à base de MEMS permettra de commuter le rayonnement d'une antenne entre deux polarisations linéaires orthogonales. Par la suite nous présentons un coupleur quasi-discret reconfigurable ainsi que plusieurs applications permettant de modifier de façon dynamique la polarisation de l'onde rayonnée d'une antenne.

IV.1. Antenne à polarisation circulaire double bande.....	106
IV.2. Antenne à double polarisation linéaire avec commutateur SPDT MEMS	113
IV.3. Hybride semi-discret reconfigurable.....	116
IV.4. Antenne à diversité de polarisation.....	129
IV.5. Antenne reconfigurable en polarisation linéaire.....	136
IV.6. Conclusion.....	138

IV.1. ANTENNE À POLARISATION CIRCULAIRE DOUBLE BANDE

IV.1.1. Introduction

L'objectif était de développer une antenne imprimée (patch) destinée à être placée au foyer d'une parabole de 3 à 4 m de diamètre fonctionnant dans une station sol pour satellites météorologiques du type Météosat. Ces satellites émettent actuellement en bande L, mais devraient prochainement émettre également en bande X. L'antenne à concevoir doit donc pouvoir fonctionner dans les bandes de fréquence suivantes:

	<i>Fréquences</i>	<i>Bande passante</i>	<i>BP en %</i>	<i>Polarisation</i>
Bande L	1,698 - 1,709 GHz	11 MHz	0,65%	circulaire droite
Bande X	8 – 8,4 GHz	400 MHz	4,90%	circulaire droite et gauche

Tableau 1: Cahier des charges de l'antenne

Le rapport d'onde stationnaire (ROS) souhaité dans chacune de ces bandes doit être inférieur à 2, ce qui correspond à 10 % de la puissance incidente réfléchie sur le port d'entrée de l'antenne considérée.

La taille du plan de masse envisagée est typiquement de l'ordre de 10*10 cm². Cet encombrement ne constitue pas un problème crucial du fait de la grande taille de la parabole.

IV.1.2. Choix de l'architecture antennaire

Parmi les différentes façons de générer de la polarisation circulaire, l'utilisation de modes dégénérés des antennes patch est une solution à faible encombrement. En effet, l'antenne est ainsi rendue très compacte grâce à une seule alimentation, mais au détriment d'une bande passante très limitée et donc inadaptée à notre cahier des charges [IV.1].

Les réseaux d'antennes utilisant plusieurs éléments, généralement 4, à alimentation déphasée et à rotation séquentielle ont un très bon rapport de polarisation circulaire (PC) dans l'axe sur une large bande de fréquences, mais possèdent un encombrement important. De plus, d'importants niveaux de polarisation croisée apparaissent à +/- 45° [IV.2]. Les antennes imprimées alimentées par des coupleurs hybrides sont un bon compromis entre les deux méthodes précédentes en termes de taille, de rapport de PC dans l'axe et de largeur de bande [IV.3]. Cette solution permet en outre de choisir le sens de la polarisation émise ou reçue en alimentant le port du coupleur hybride approprié [IV.4]. L'approche multifréquence d'antennes à PC est assez nouvelle et n'avait jamais été étudiée à notre connaissance, pour des bandes de fréquence aussi éloignées l'une de l'autre (rapport de 4,7 entre les deux fréquences de fonctionnement). Cependant, une antenne à PC bi-bande a récemment été présentée [IV.5]. Sa taille est réduite mais ses bandes passantes sont limitées à 1% à cause de la technique utilisée qui est celle des modes dégénérés.

Pour remplir le cahier des charges de ce projet, nous avons donc sélectionné une antenne patch bi-bande basée sur une alimentation par coupleurs hybrides en technologie microruban.

Le caractère bi-bande de l'antenne est obtenu en insérant un autre patch judicieusement dimensionné fonctionnant en haute fréquence dans un patch plus large, résonant en basse fréquence. La taille de l'antenne reste ainsi compacte.

Les deux patches sont imprimés sur un même substrat ayant une permittivité relative $\epsilon_r=2,22$ et une épaisseur de 1,5 mm (Figure IV.1). Ils sont électromagnétiquement couplés au circuit d'alimentation par l'intermédiaire de deux fentes gravées dans le plan de masse des coupleurs hybrides. Une bonne couverture des deux bandes de fréquence est obtenue en alimentant ces fentes par un coupleur hybride. Le circuit d'alimentation est réalisé sur un substrat inférieur de même constante diélectrique, mais d'épaisseur 0,758 mm. L'antenne pourra ainsi travailler simultanément dans les bandes L et X. La taille reste réduite puisque les circuits d'alimentation sont placés sous l'antenne.

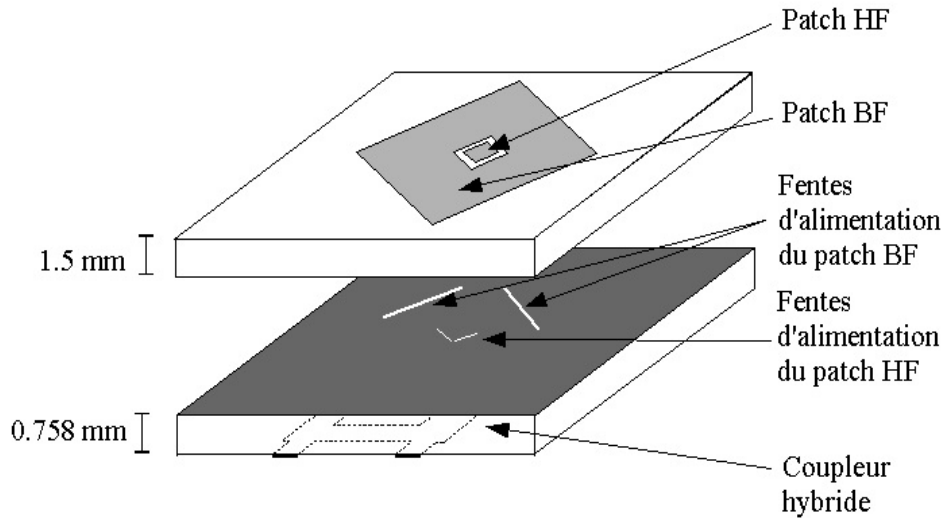


Figure IV.1: Vue 3D de l'antenne

IV.1.3. Conception de l'antenne

IV.1.3.1. Conception séparée des antennes

Pour débiter cette étude, nous avons travaillé sur deux antennes mono-bandes distinctes, conçues pour valider le concept d'alimentation par coupleur hybride aux fréquences désirées. Toutes les simulations ont été réalisées à l'aide du solveur électromagnétique Agilent Momentum [IV.6]. Les figures 2 et 4 montrent que les deux résonateurs basse et haute fréquences sont alimentés par la même technique que celle utilisée en [IV.4]. Une antenne patch est imprimée sur le premier substrat et alimentée par deux fentes perpendiculaires entre elles, pratiquées dans le plan de masse. Ces fentes sont couplées électromagnétiquement avec les deux sorties d'un coupleur hybride imprimé sur le substrat inférieur. Les deux modes perpendiculaires du patch sont donc excités avec des signaux déphasés de 90° , créant ainsi une onde rayonnée polarisée circulairement. Grâce au coupleur hybride, un rapport axial de PC de qualité est conservé sur une large bande. Il est juste limité par la nature résonnante de l'antenne microruban.

IV.1.3.2. Antenne en bande L

Travaillant le plus bas en fréquence, cette antenne déterminera la taille globale de notre circuit final. Les fentes ont été positionnées près des bords du patch et les stubs d'adaptation du coupleur basse fréquence ont été inclinés pour réduire la taille du circuit d'alimentation (Figure IV.2).

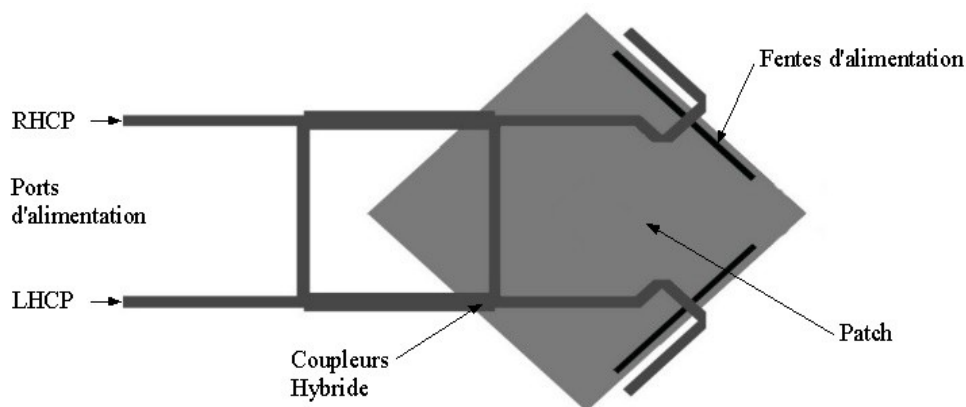


Figure IV.2: Vue de dessus de l'antenne bande L avec les fentes et le coupleur hybride en transparence

Le ROS théorique est présenté sur la Figure IV.3. Pour un ROS inférieur à 2, nous obtenons une bande passante de 23 MHz, centrée sur la fréquence 1,695 GHz, ce qui correspond à une bande passante de 1,3 %.

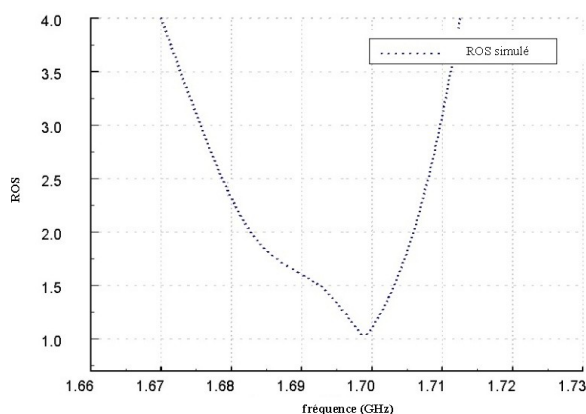


Figure IV.3: ROS simulé en fonction de la fréquence pour l'antenne en bande L

IV.1.3.3. Antenne en bande X

Suivant le même principe, nous avons conçu un élément rayonnant destiné à fonctionner dans une bande de fréquence de 400 MHz entre 8 GHz et 8,4 GHz (Figure IV.4). Une attention toute particulière a été apportée à la conception du coupleur hybride pour éviter tout couplage indésirable entre ses deux branches de sortie. Les stubs d'adaptation devaient aussi avoir une taille réduite pour ne pas venir empiéter sur le deuxième hybride après assemblage.

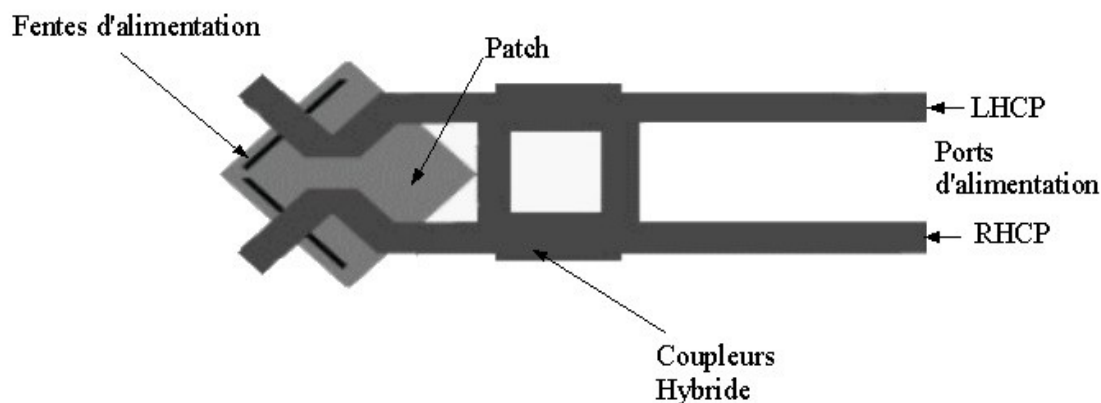


Figure IV.4: Vue de dessus de l'antenne en bande X avec les fentes et le coupleur hybride en transparence

La Figure IV.5 présente le ROS simulé en fonction de la fréquence pour l'antenne en bande X. Nous obtenons un ROS inférieur à 2 entre 7,85 GHz et 8,4 GHz, soit une bande de 550 MHz, ce qui représente une bande passante de 6,7 %.

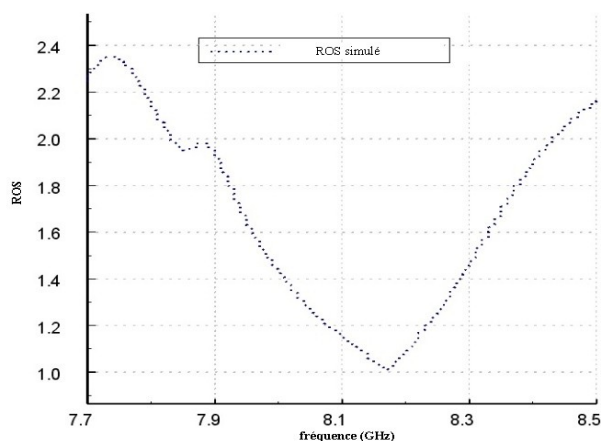


Figure IV.5: ROS simulé en fonction de la fréquence pour l'antenne en bande X

IV.1.4. Association des deux antennes

L'objectif est donc d'assembler les deux antennes de telle façon que le système HF soit très peu influencé par le système BF : il faut pour cela associer précautionneusement les deux antennes sur un même substrat. Pour parvenir à ce résultat, nous avons inséré le petit élément (haute fréquence) dans le grand. Le simulateur électromagnétique a été utilisé pour optimiser l'espacement "g" entre les patches afin d'éviter des couplages électromagnétiques trop importants (Figure IV.6). Durant cette opération, la dimension du patch encastré a été conservée, alors que les dimensions du grand patch ont été réduites pour ajuster les fréquences de résonance.

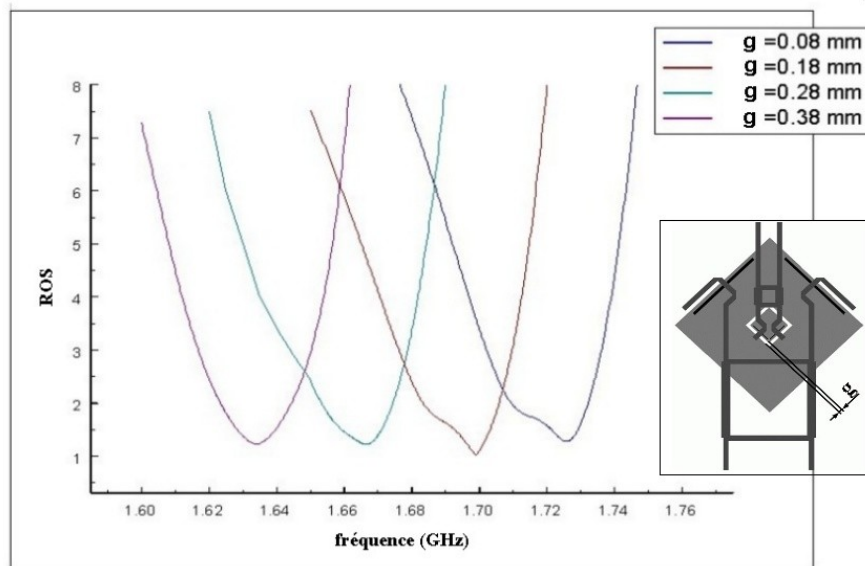


Figure IV.6: Influence du gap sur la fréquence de résonance du patch en basse fréquence

Pour une augmentation de l'espacement "g" de 1,8 mm à 3,8 mm, on observe sur la figure 6 une réduction de 4% de la fréquence de travail du grand patch sans altération de celle du petit. Cet effet peut être expliqué par l'influence de la fente carrée qui sépare les deux antennes : les courants du grand patch sont en effet contraints de s'incurver autour de cette fente afin de pouvoir la contourner (Figure IV.7.a), ce qui augmente la longueur moyenne de leur trajet.

Lorsque l'espace "g" s'accroît, la fente devient de plus en plus large et la longueur des trajets des courants à la surface augmente encore naturellement, ce qui a pour conséquence de diminuer la fréquence de travail de l'antenne en bande L.

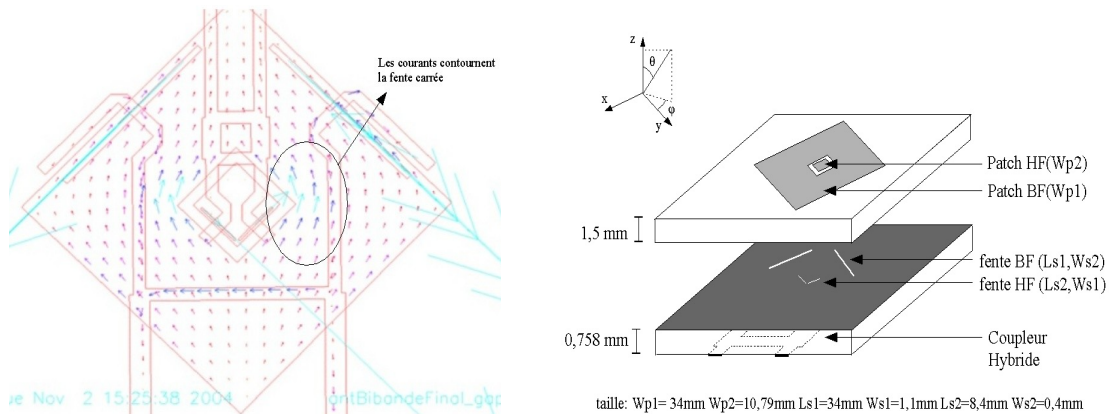


Figure IV.7: (a) Cartographie des courants à la surface de l'antenne en bande L (b) Vue 3D du patch et de son circuit d'alimentation

Dans la structure ainsi optimisée, la longueur du grand élément a été réduite de 6% par rapport à la longueur du même patch rayonnant seul (paragraphe 3.1.1). Les côtes finales de l'antenne sont détaillées sur les figures IV.7.b et IV.8.

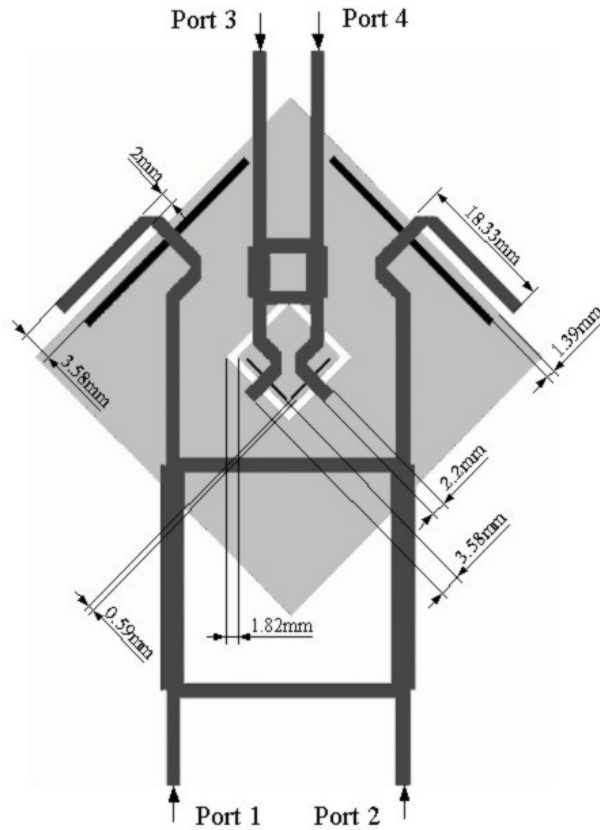


Figure IV.8: Vue de dessus de l'antenne et de son circuit d'alimentation

IV.1.5. Résultats

IV.1.5.1. Adaptation

Les simulations et mesures du ROS, sont présentées sur les figures IV.9 a et b.

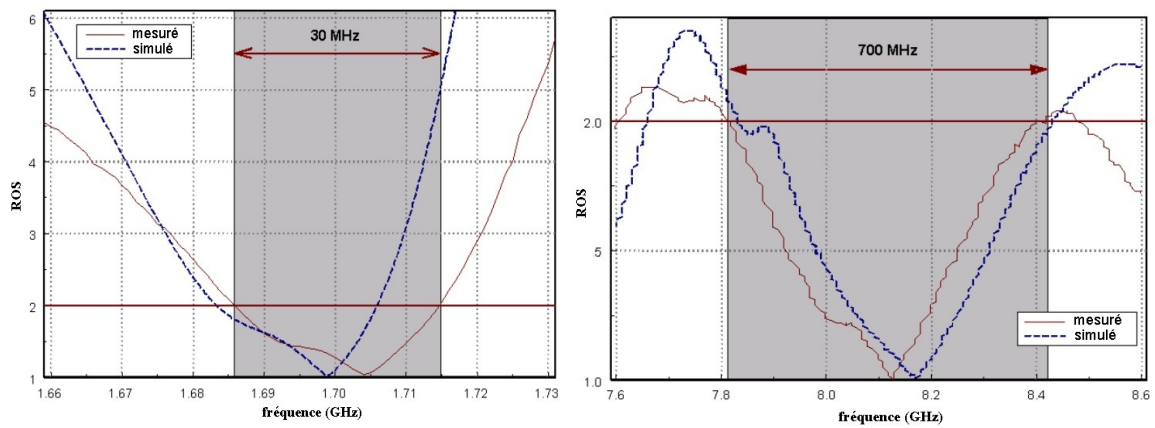


Figure IV.9: ROS simulé et mesuré en fonction de la fréquence en bande L(a) et en bande X (b)

On trouve un bon accord entre les résultats simulés et expérimentaux, excepté un écart infime (0,4% en basse fréquence et 0,3% en haute fréquence) dû aux tolérances de fabrication. La bande passante mesurée pour un ROS inférieur à 2 est de 1,5% (30 MHz) à 1,7 GHz et de 8,64% (700 MHz) à 8,1 GHz. Le cahier des charges est donc satisfait concernant les spécifications pour les deux bandes de fréquences Météosat.

IV.1.5.2. Gain et rapport axial

Les rapports de polarisation dans l'axe sont présentés sur les figures IV.10 a et b. La bande passante à 3 dB est de 3,8% (65 MHz) pour la bande L et de 7,4 % (600 MHz) pour la bande X. Dans les bandes demandées, 1,698 – 1,709 GHz et 8 – 8,4 GHz, les rapports de polarisation circulaire sont respectivement inférieurs à 2 dB et 2,2 dB. La mesure du gain maximum dans la direction normale est aussi présentée sur ces figures. Ces gains sont toujours supérieurs à 5 dBi sur les deux bandes.

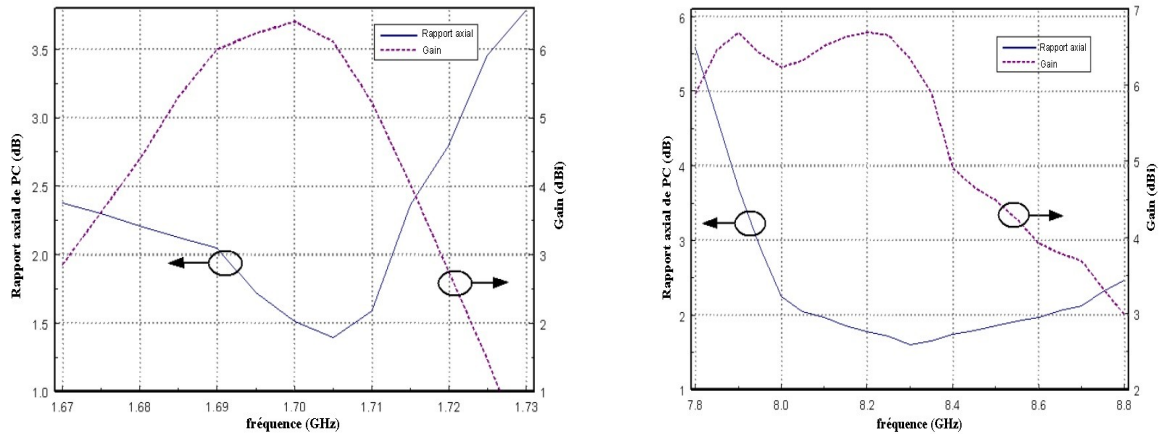


Figure IV.10: Gain et rapport de polarisation circulaire dans l'axe en fonction de la fréquence en bande L (a) et en bande X (b)

IV.1.5.3. Rayonnement et polarisation

Les mesures de rayonnement en polarisation circulaire droite sont présentées sur la figure IV.11.a à 1,7 GHz et sur la figure IV.11.b à 8,2 GHz. Ces mesures ont été réalisées à l'aide de la méthode de la source tournante. Une rotation de 90° de l'antenne d'émission a lieu, simultanément avec la rotation angulaire permettant le balayage en θ . Une rotation de 360° de la source sur son axe est obtenue pour environ 4° de balayage en θ . Les écarts minimum et maximum forment une ondulation qui permet d'estimer l'évolution du rapport axial de PC lors des variations angulaires. Nous observons qu'il est très bon puisque proche de 0dB de -20° à 65° à 1,7 GHz et qu'il est fortement dégradé vers +40° et pour des directions proches de l'horizon. Pour la fréquence basse, nous constatons un rapport de polarisation circulaire inférieur à 2 dB entre les angles $-71^\circ < \theta < 24^\circ$ avec un écart minimum de 0,1 dB dans l'axe de l'antenne. A la fréquence haute, la région angulaire pour laquelle le rapport de polarisation est inférieur à 2 dB, est $-45^\circ < \theta < 10^\circ$ avec un minimum de 0,9 dB. L'isolation mesurée entre les deux antennes est supérieure à 30 dB ce qui permet l'utilisation simultanée des deux bandes.

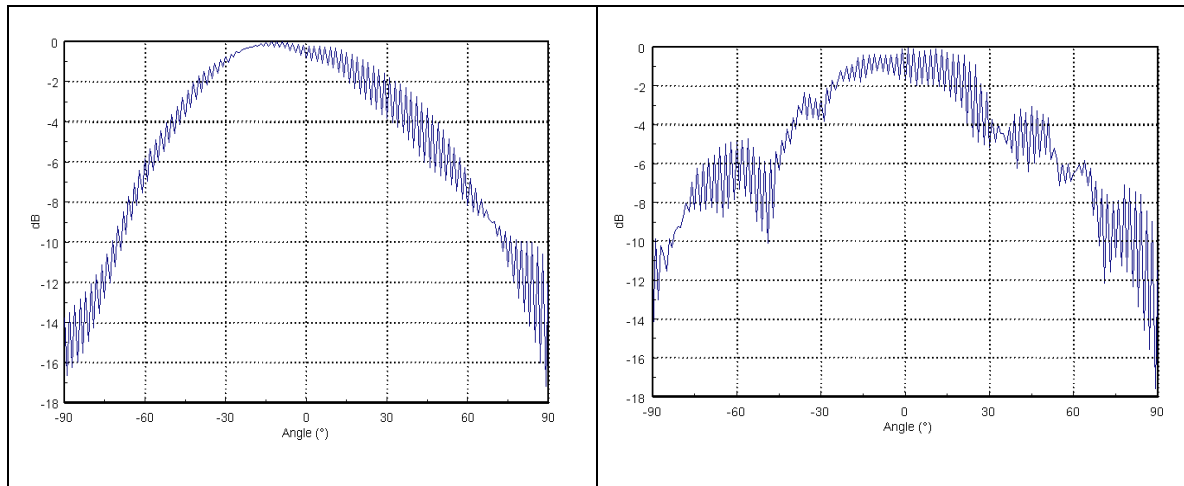


Figure IV.11: (a) Rayonnement en polarisation circulaire droite à 1,7 GHz en fonction de θ (b) Rayonnement en polarisation circulaire droite à 8,2 GHz en fonction de θ

IV.1.5.4. Conclusions

La conception de cette antenne bi-bande respecte parfaitement les spécifications de Météosat dans les bandes L et X. L'utilisation de coupleur hybride sur le substrat inférieur a permis de couvrir assez largement les deux bandes. Cette solution possède aussi l'avantage de rendre la structure beaucoup moins sensible aux tolérances de fabrication, ce qui n'est pas le cas par exemple pour des antennes utilisant des solutions de type modes dégénérés. L'alimentation par fentes permet aussi d'éviter l'insertion de vias verticaux nécessitant des soudures. De même, l'alimentation par lignes microruban dans le même plan que les éléments rayonnants, aurait été ici plus complexe à mettre en œuvre et néfaste sur la qualité de la polarisation circulaire. Les performances mesurées sont aussi bonnes que celles obtenues avec des antennes mono bande à polarisation circulaire alimentées par un coupleur hybride. L'encombrement final, le plan de masse exclu, est de $5 \times 8 \text{ cm}^2$ ($10 \times 13 \text{ cm}^2$ avec le plan de masse). La structure de base de cette antenne a également servi de référence aux travaux suivants.

IV.2. ANTENNE À DOUBLE POLARISATION LINÉAIRE AVEC COMMUTATEUR SPDT MEMS

L'objectif était de réaliser une antenne à double polarisation linéaire pour des applications WLAN. Nous avons choisi le MEMS magnétique de la société Magfusion, déjà présenté, pour réaliser la commutation. L'antenne est centrée sur 5,8 GHz ce qui correspond à la limite de fonctionnement du composant MEMS

IV.2.1. Alimentation d'une antenne patch par ligne coplanaire

IV.2.1.1. 1. Conception de la partie rayonnante

Pour commuter entre la polarisation linéaire verticale et horizontale, nous avons besoin d'une antenne patch carré alimentée par deux lignes orthogonales. Lors de la conception, nous avons optimisé l'isolation entre les deux ports au détriment de la bande passante. En effet, c'était une condition sine qua non pour obtenir un niveau de polarisation croisée élevé. Comme nous n'utiliserons qu'un seul MEMS SPDT, la ligne qui ne sera pas alimentée sera en circuit-ouvert, et donc si l'isolation entre les deux ports n'est pas assurée, la deuxième ligne rayonnera de manière parasite et réduira le niveau de polarisation croisée final.

De plus, comme le MEMS de Magfusion nécessite une connexion de type CPW, nous avons dû développer une alimentation par lignes coplanaires pour le patch. Nous avons choisi une alimentation par court-circuit (Figure IV.12). Cette solution permet de jouer sur la longueur des fentes de court-circuit pour obtenir une bonne adaptation sur les deux ports. Nous avons observé que cette solution générerait un niveau de polarisation croisée inférieur à une alimentation par circuit ouvert.

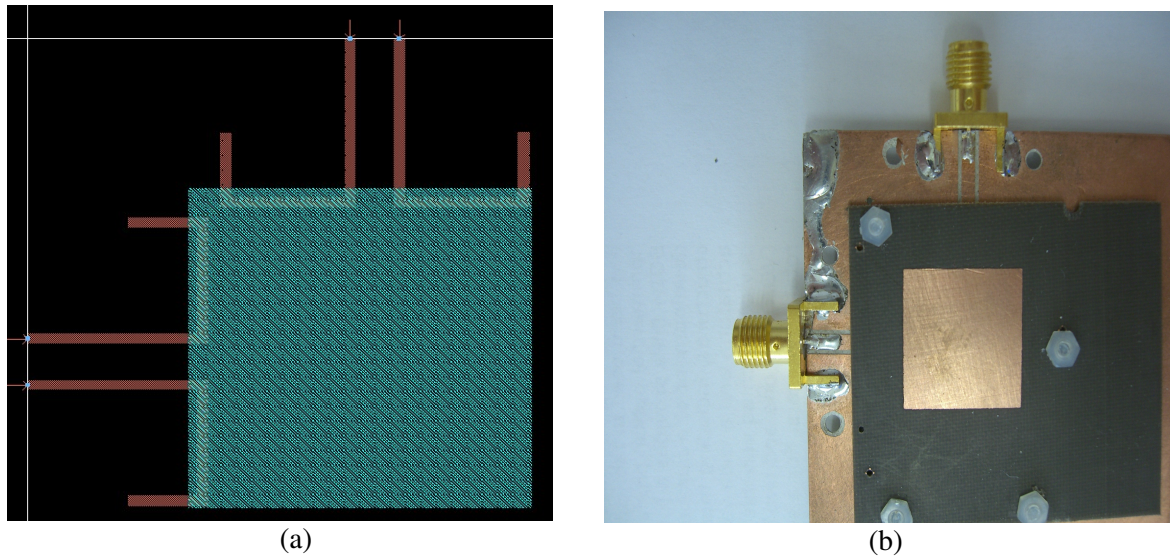


Figure IV.12: (a) Masque de l'antenne (b) Photographie de l'antenne réalisée

L'antenne a été réalisée sur un substrat duroid d'épaisseur 1,524mm et de permittivité $\epsilon_r = 2,2$. Pour la ligne CPW, le substrat est en alumine d'épaisseur 0,635mm et de permittivité $\epsilon_r = 9,8$. Nous avons choisi pour la ligne un substrat avec un ϵ_r supérieur pour réduire sa taille.

Nous avons mesuré le comportement de l'antenne seule. La simulation et les mesures de l'adaptation et des pertes d'insertion pour les deux ports de l'antenne sont présentées sur la figure IV.13.a. La bande passante à -10 dB est de 170 MHz centrée sur la fréquence de 5,8 GHz (3% de bande). On observe que l'isolation entre les deux ports est supérieure à 20 dB sur toute la bande où l'antenne présente une valeur de S_{11} inférieure à 10dB. Ce résultat est confirmé par la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne (figure IV.13.b), on mesure dans l'axe un rapport de niveau de polarisation croisée supérieure à 30 dB. Le gain obtenu dans l'axe est supérieur à 5 dBi pour les deux ports d'alimentation.

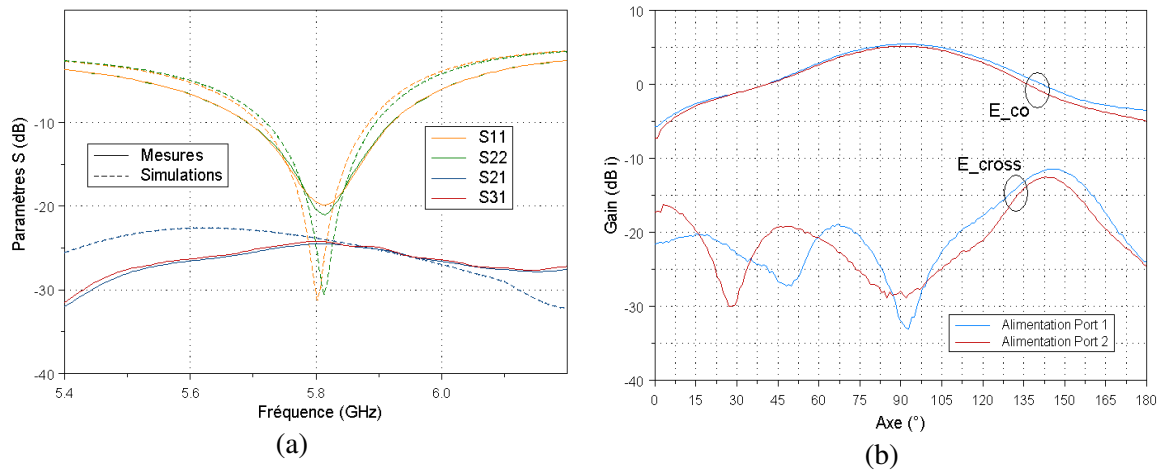


Figure IV.13: (a) Adaptation et pertes d'insertion (b) Diagramme de rayonnement de l'antenne avec un seul port alimenté

L'antenne mesurée correspond donc à nos attentes, nous pouvons alors intégrer sur le même substrat l'antenne et le commutateur MEMS.

IV.2.1.2. 3. Insertion du commutateur SPDT de Magfusion

On utilise le commutateur SPDT Magfusion comme un aiguilleur pour alimenter un port ou l'autre de l'antenne. Le masque final de la structure est présenté sur la figure IV.14.a. Étant donné que les lignes de propagation sont de type CPW (lignes en bleu clair), des ponts à air sont utilisés au niveau des coudes (ligne en bleu foncé) pour éliminer les modes pairs.

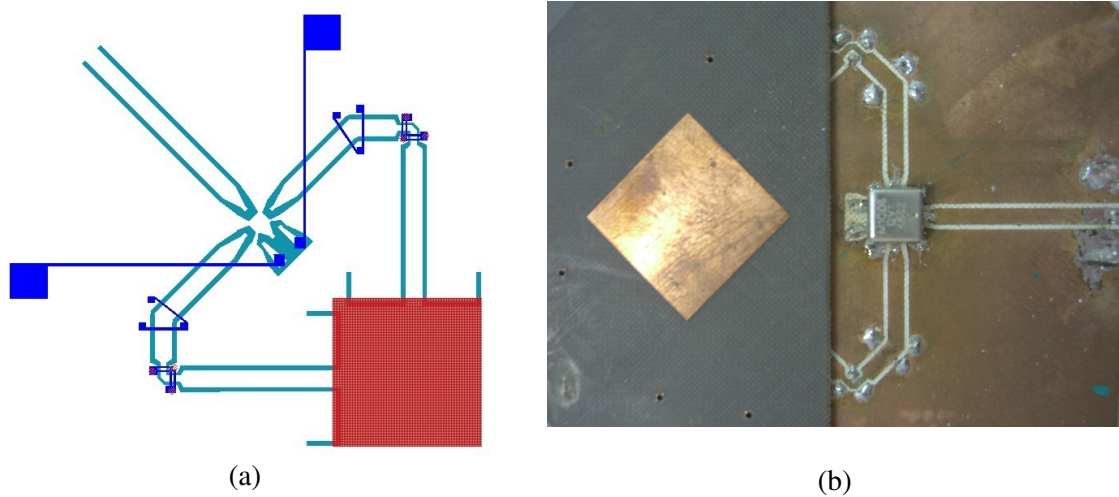


Figure IV.14: (a) masque de l'antenne (b) photographie de l'antenne

La mesure du système complet montre que le MEMS ne modifie que très peu le comportement de l'antenne. Grâce à la très bonne isolation entre les deux ports du MEMS (supérieure à 30 dB), on conserve une polarisation croisée supérieure à 30 dB pour les deux commutations. Le gain, un peu plus faible, est de l'ordre de 3,9 dBi (Figure IV.15).

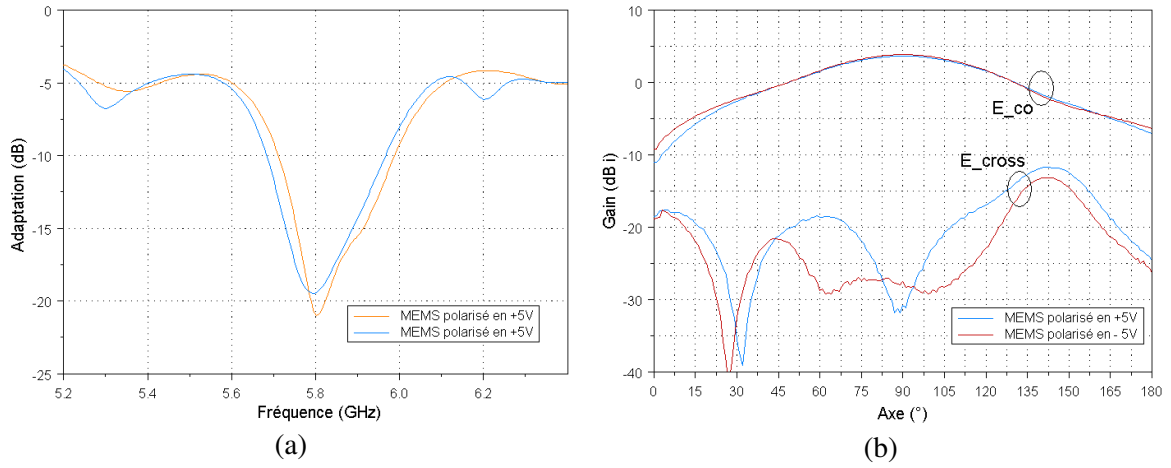


Figure IV.15: (a) S11 et (b) diagramme de rayonnement de l'antenne pour les deux commutations

IV.2.1.3. Conclusion

Cette antenne active présente de très bonnes caractéristiques à 5,8 GHz. Le MEMS a un temps de commutation de 50 μ s. Une perspective d'évolution pour un tel système pourrait être l'ajout d'un hybride en entrée de l'antenne comme vu précédemment. En utilisant le MEMS SPDT pour choisir un des deux ports de l'hybride, il serait possible de commuter entre une polarisation circulaire gauche ou droite.

IV.3. HYBRIDE SEMI-DISCRET RECONFIGURABLE

IV.3.1. Coupleur semi-discret simple

Fusco et. al. ont démontré [IV.7] qu'un coupleur hybride 3 dB pouvait être synthétisé en utilisant des composants discrets à la place des traditionnelles branches verticales d'un coupleur traditionnel qui ont une longueur de $\lambda_g/4$. (Figure IV.16). Nous proposons d'utiliser des composants actifs à la place des capacités fixes pour modifier dynamiquement le comportement du coupleur.

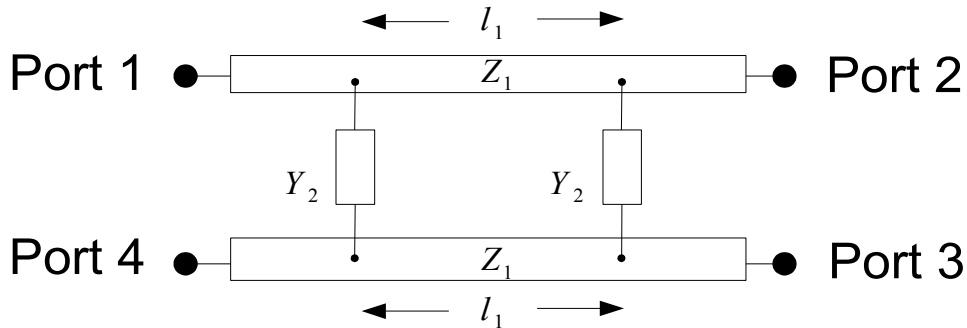


Figure IV.16: Schéma du coupleur hybride semi-discret

IV.3.1.1. Théorie et conception

IV.3.1.1.1. Cas général

L'étude de ce coupleur est réalisée en suivant la technique d'analyse de systèmes à 4 ports qui a été proposée en 1956 par J. Reed et J. Wheeler [IV.8]. On considérera que les lignes horizontales ont une longueur l_1 et une impédance caractéristique Z_1 . Les deux admittances Y_2 reliant ces deux lignes seront identiques.

Le circuit est décomposé en modes pair (Figure IV.17.a) et impair (Figure IV.17.b).

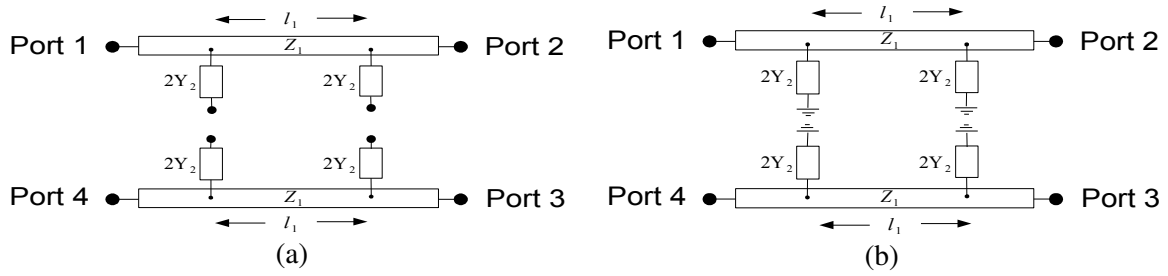


Figure IV.17: Analyse en mode pair (a) et en mode impair (b)

Pour le mode pair, le modèle est formée par deux lignes de transmission uniformes et sans pertes d'impédance caractéristique Z_1 et de longueur l_1 . La matrice d'excitation est donnée par la relation (IV.1).

$$\begin{bmatrix} \cos \beta l_1 & jZ_1 \sin \beta l_1 \\ jY_1 \sin \beta l_1 & \cos \beta l_1 \end{bmatrix} \quad (IV.1)$$

Le mode impair est caractérisé par deux lignes série court-circuitées à la masse à l'entrée, et à la sortie par des admittances discrètes. On obtient la matrice d'excitation impaire en réalisant le produit matriciel entre une première admittance Y_2 court-circuitée, la ligne de transmission et la deuxième admittance court-circuitée Y_2 (IV.2).

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2Y_2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta l_1 & jZ_1 \sin \beta l_1 \\ jY_1 \sin \beta l_1 & \cos \beta l_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2Y_2 & 1 \end{bmatrix} \quad (IV.2)$$

Ce qui donne (IV.3):

$$\begin{bmatrix} \cos \beta l_1 + 2jY_2 Z_1 \sin \beta l_1 & jZ_1 \sin \beta l_1 \\ 4Y_2 \cos \beta l_1 + j \sin \beta l_1 (Y_1 + 4Y_2^2 Z_1) & \cos \beta l_1 + 2jY_2 Z_1 \sin \beta l_1 \end{bmatrix} \quad (IV.3)$$

Les conditions pour une adaptation, une isolation et un couplage parfait sont déduites de la méthode suggérée par Reed et Wheeler (IV.4).

$$\text{Pour } \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \text{ il faut: } A + B - C - D = 0 \quad (IV.4)$$

Pour la matrice paire, cette condition est réalisée si $Z_1=Y_1=1$ donc il faut que l'impédance caractéristique Z_c de la ligne soit égale à l'impédance de la charge des différents ports.

$$Z_c = Z_1 \quad (IV.5)$$

Si on s'intéresse à la matrice impaire, on trouve la relation (IV.6).

$$Y_2 + j \tan(\beta l_1) Y_2^2 Z_1 = 0 \quad (IV.6)$$

De plus en première approximation, on peut trouver de manière empirique la relation (IV.7), où k est le rapport de couplage en puissance entre les ports 2 et 3.

$$|k| = \frac{Y_1^2}{Y_2^2} \quad (IV.7)$$

L'équation (IV.6) montre que l'isolation parfaite peut être obtenue pour trois valeurs de l'admittance Y_2 : nulle, une valeur inductive et une valeur capacitive.

Dans le cas particulier où Y_2 est nulle, la relation IV.6 est vraie quelle que soit la longueur de la ligne. Le couplage k est alors nul lui aussi, on est dans le cas de deux lignes de transmission complètement découplées.

Si l'on met de côté ce cas particulier, avec les équations (IV.6) et (IV.7) nous pouvons déduire la longueur de la ligne l_1 en fonction du couplage k souhaité, dans plusieurs cas.

Si l'admittance est une capacité $Y_2=jC\omega$. Le couplage dépendra du rapport entre l'admittance caractéristique de la ligne Y_1 et $C\omega$. Dans ce cas, on peut déduire pour la longueur de la ligne la relation (IV.8) où β est le nombre d'onde ($2\pi/\lambda$).

$$l_1 = \frac{\arctan(\sqrt{|k|})}{\beta} \quad (IV.8)$$

Si maintenant on se place dans le cas où les admittances sont remplacées dans deux selfs $Z_2=jL\omega$, le couplage k va dépendre du rapport entre $L\omega$ et l'impédance de la ligne caractéristique. On a alors la relation (IV.9) :

$$l_1 = \frac{\arctan(-\sqrt{k})}{\beta} \quad (IV.9)$$

Pour les deux cas, quelque soit le couplage souhaité, il existe une longueur de ligne qui permettra de remplir les conditions simultanées d'une isolation et d'une adaptation parfaite.

IV.3.1.1.2. Cas de l'hybride 3dB

On se place donc dans le cas d'un couplage 3dB, à savoir $k=1$.

Pour une admittance de type capacitive, on trouve une longueur électrique de 45° pour la ligne et la valeur de la capacité est donnée par la relation (IV.10):

$$C_{3dB} = \frac{1}{2\pi f Z_1} \quad (IV.10)$$

Si l'admittance est remplacée par une self, la longueur électrique de la ligne donnée par la relation (IV.9) est de 135° et la valeur de la self est donnée par la relation (IV.11).

$$L_{3dB} = 2\pi f Z_1 \quad (IV.11)$$

Dans le cas particulier d'un couplage 3dB et d'une admittance capacitive, on peut simplifier les différentes matrices vues précédemment pour ne garder que la variable Y_2 . La longueur électrique de la ligne est donc de 45° et $k=1$. Pour la matrice paire, on a (IV.12):

$$\begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & j\frac{\sqrt{2}}{2} \\ j\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (IV.12)$$

Et pour la matrice impaire, la matrice simplifiée est (IV. 13):

$$\begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} + \sqrt{2}Y_2 & +j\frac{\sqrt{2}}{2} \\ 2\sqrt{2}Y_2 + j\frac{\sqrt{2}}{2}(1+4Y_2^2) & \frac{\sqrt{2}}{2} + \sqrt{2}Y_2 \end{bmatrix} \quad (IV.13)$$

Toujours en suivant la méthode de Reed et Wheeler, on en déduit par chaque matrice les coefficients des tensions de transmission T_{++} et T_{+-} , et les coefficients des tensions de réflexion Γ_{++} et Γ_{+-} .

On peut ainsi en déduire les vecteurs d'amplitude sur les 4 ports: A_{11} et A_{41} (IV.14), A_{21} (IV.15) et A_{31} (IV.16).

$$A_{11} = -A_{41} = \frac{-Y_2 - jY_2^2}{1 + 2Y_2 + j(1 + 2Y_2 + 2Y_2^2)} \quad (IV.14)$$

$$A_{21} = \frac{2\sqrt{2}(1+Y_2) + 2j\sqrt{2}(1+Y_2+Y_2^2)}{-4Y_2^2 + 4j(1+2Y_2+Y_2^2)} \quad (IV.15)$$

$$A_{31} = \frac{-2\sqrt{2}Y_2 - 2j\sqrt{2}(Y_2+Y_2^2)}{-4Y_2^2 + 4j(1+2Y_2+Y_2^2)} \quad (IV.16)$$

Au final, on peut aisément calculer:

si $Y=0$, il n'y a pas de capacité entre les deux lignes, $A_{11}=A_{41}=A_{31}=0$ et $A_{21} = \frac{\sqrt{2}}{2} - j\frac{\sqrt{2}}{2}$, donc toute l'énergie est transmise au port 2 avec un déphasage de 45° .

Maintenant si $Y=j$, $A_{11}=A_{41}=0$, $A_{21}=-\frac{\sqrt{2}}{2}$ et $A_{31}=-j\frac{\sqrt{2}}{2}$, le signal se répartit équitablement entre les ports 2 et 3 avec un déphasage entre ces deux ports de 90° .

Si on calcule le rapport de couplage k entre le port 2 et le port 3, on trouve la relation (IV.17).

$$k = \alpha = \frac{A_{21}}{A_{31}} = \frac{1 + Y_2 + j(1 + Y_2 + Y_2^2)}{Y_2(1 + j(1 + Y_2))} \quad (\text{IV.17})$$

IV.3.1.2. Réalisation et mesures

Nous allons maintenant vérifier nos différentes hypothèses en réalisant, dans un premier temps une étude passive de la structure avec des capacités fixes, puis en remplaçant les capacités par des diodes varactor pour analyser la structure active.

IV.3.1.2.1. Coupleur passif

Nous avons effectué une première conception sous ADS en mode circuit (Figure IV.18.a), puis nous avons optimisé la structure sous Momentum. Pour faire les simulations sous Momentum, nous avons dans un premier temps simulé la structure passive avec les 4 ports du coupleur, plus deux ports par capacité qui représentent les deux extrémités de contact du composant (Figure IV.18.b). On simule ensuite sous ADS le «dataset» 8 ports, en connectant aux ports concernés les capacités (figure IV.19.a).

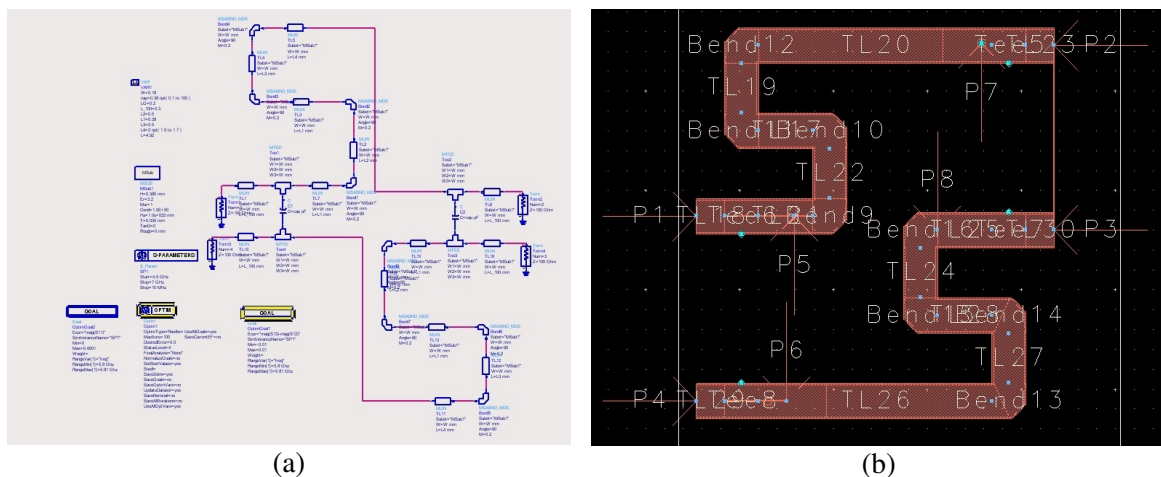


Figure IV.18: (a) conception sous ADS (b) conception sous MOMENTUM

Pour une fréquence de 5,8 GHz et une impédance caractéristique $Z_1=50\Omega$, la capacité C_{hyb} déduite de l'équation (IV.10) est de 0,515 pF. Pour confirmer ces résultats de simulation, un premier prototype a été conçu et réalisé en technologie microstrip (Substrat Duroid d'épaisseur 0,13mm, $\epsilon_r=2,22$).

On utilise des capacités fixes Accu-P thin-Film technology chips ayant une valeur de 0,5 pF de la compagnie AVX [IV.9]. Une photographie du coupleur avec les capacités est présentée sur la figure IV.19.b.

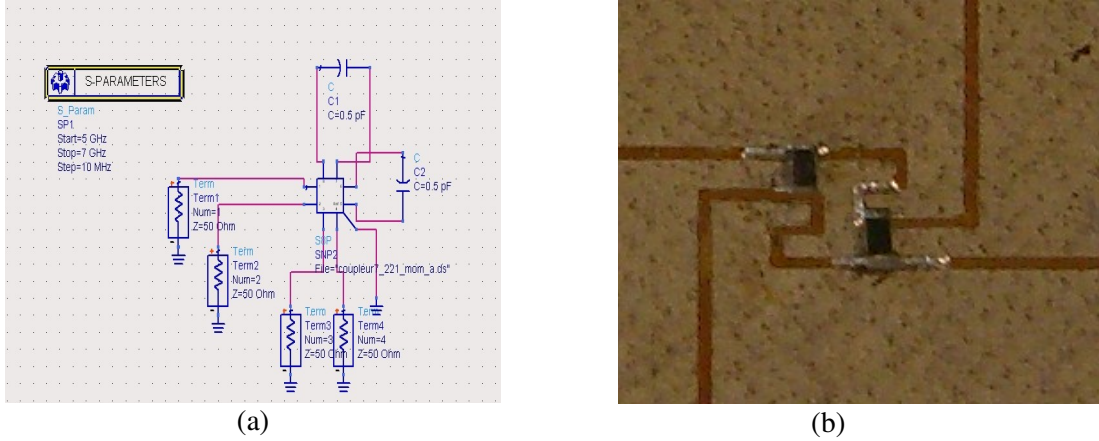


Figure IV.19: (a) Synoptique sous ADS du coupleur avec les capacités (b) Photographie du coupleur semi-discret avec des capacités

Les simulations et mesures des paramètres S avec et sans les capacités sont présentées sur les figures IV.19.a et b. Avec les capacités, la structure a bien un comportement de coupleur hybride. A 5,6 GHz, le signal est divisé de manière égale entre le port direct 2 et le port couplé 3. L'adaptation et l'isolation mesurée est inférieure à -20 dB. On définira la bande passante hybride 1 dB comme étant la bande de fréquence où la différence de puissance entre les ports 2 et 3 est inférieure à 1 dB. Ici, cette bande passante est mesurée à 8% centré sur 5,6 GHz.

Pour le circuit sans capacités, on observe bien un comportement de lignes découplées. L'adaptation est inférieure à -20 dB et le couplage sur les ports 3 et 4 est quant à lui inférieur à -30 dB. Les pertes d'insertion sur le port 2 sont de -0,25 dB à 5,6 GHz.

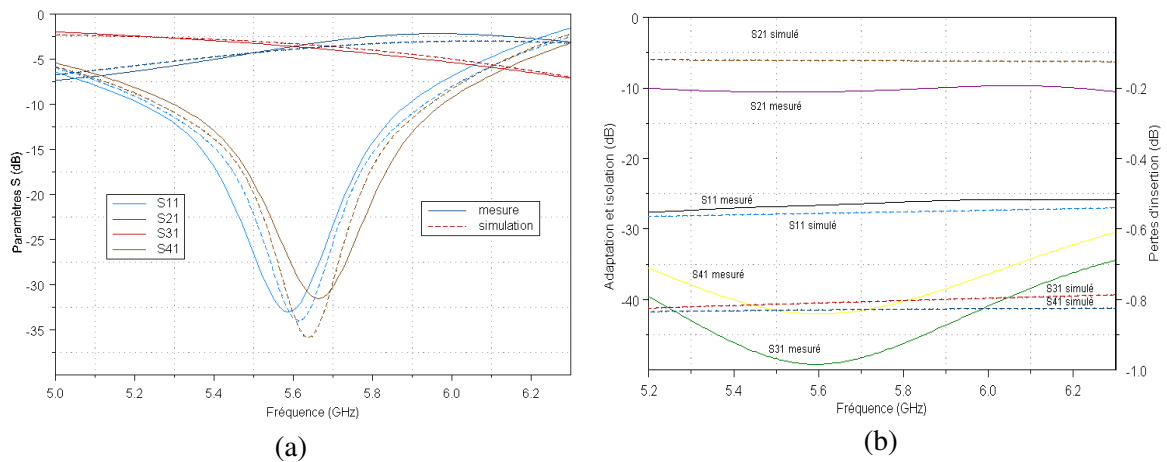
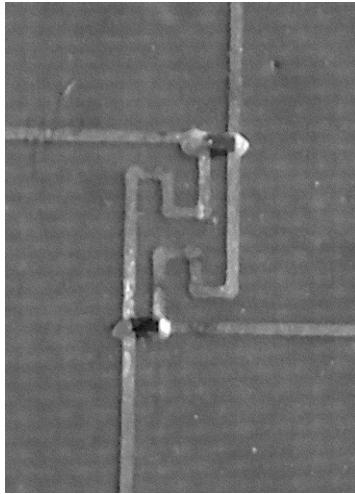


Figure IV.20: Paramètres Sij pour le coupleur avec capacités (a) et sans capacités(b)

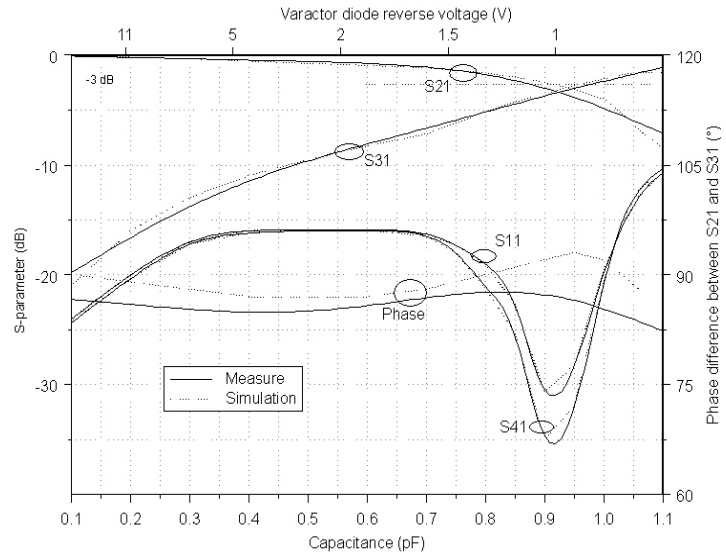
IV.3.1.2.2. Coupleur actif

Pour la réalisation d'un coupleur actif commandable électroniquement, nous avons fait appel à des varactors à jonction hyper-abrupte qui peuvent modifier leur capacité d'un rapport de 10. Les composants industriels disponibles ont une capacité minimale de 0,15 pF, ce qui donne une dynamique de variation comprise entre 0,15pF et 1,5pF. Pour utiliser toute la dynamique de ce composant, nous avons décidé de nous recentrer sur une fréquence un peu plus basse de 3,5 GHz. Pour une fréquence de 3,5 GHz et une impédance caractéristique $Z_1=50\Omega$, la capacité C_{3dB} déduite de l'équation (IV.10) est de 0,909 pF. Les diodes varactors sélectionnées ont une plage de variation de 0,15 pF à 1,4 pF [IV.10]. Une photographie du prototype fabriqué est présentée sur la figure IV.21.a.

Ce circuit a été mesuré à 3.5 GHz pour différentes tensions inverses V_r variant entre 0V et 15V. On peut voir sur la figure IV.21.b que pour une valeur de capacité inférieure à 0,2pF ($V_r>11V$), le circuit se comporte comme deux lignes de transmission découplées. Pour une capacité de 0,92pF ($V_r=0,96V$), le système fonctionne comme un coupleur -3dB. De plus, en jouant sur la valeur de la capacité entre 0,5 et 3V, il est possible de changer le rapport de division entre les ports 2 et 3 tout en conservant des signaux en quadrature. Avec une tension inverse variant entre 0,6V et 15V, il est possible de reconfigurer le couplage k entre les ports 2 et 3, entre 0,3 et 55.



(a)



(b)

Figure IV.21: (a) Photographie du coupleur (b) Paramètres S_{ij} en fonction de la capacité

Sur la figure IV.22.a, nous présentons la simulation et la mesure des paramètres S_{ij} en fonction de la fréquence pour le mode hybride ($V_r=0,96V$). Les simulations et les mesures sont en très bonne adéquation. Le signal d'alimentation est divisé équitablement entre les ports 2 et 3 à 3,5 GHz. L'adaptation du port 1 et l'isolation entre le port 4 et 1 sont toutes les deux inférieures à -25dB.

On trouve une bande passante du coupleur à 1 dB de 9% autour de 3,5 GHz. Dans le mode lignes découplées ($V_r=15V$), une bonne isolation est obtenue entre les ports 1-3 et 1-4 (Figure IV.22.b). Les pertes d'insertion entre les ports 1-2 sont de -0,45dB à 3,5 GHz, montrent une bonne adaptation.

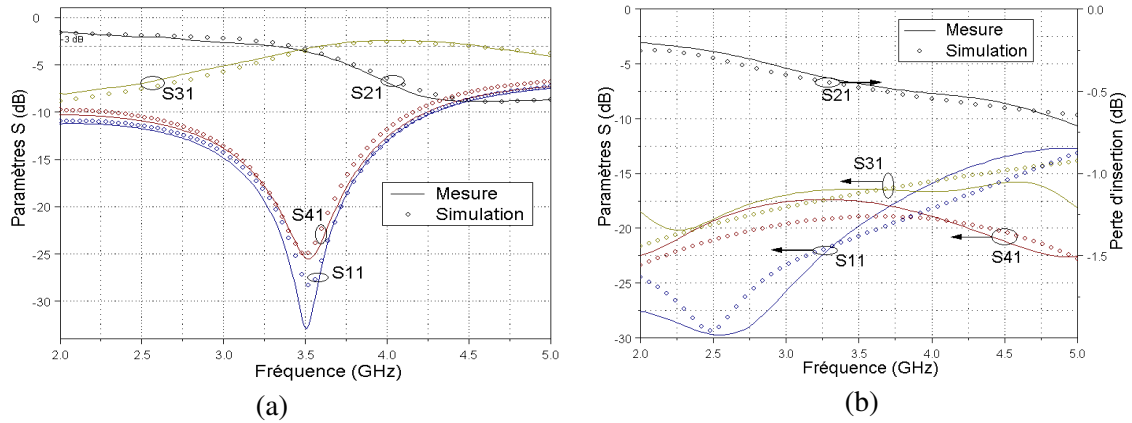


Figure IV.22: Paramètres S_{ij} pour une tension de 0,96V (a) et pour une tension de 15V (b)

On observe surtout qu'il est possible de déplacer la fréquence de fonctionnement du coupleur sur une bande assez large. Sur la figure IV.23, les paramètres S en fonction de la fréquence sont présentés pour trois valeurs de capacités différentes: 1,4 pF, 0,88 pF et 0,44 pF.

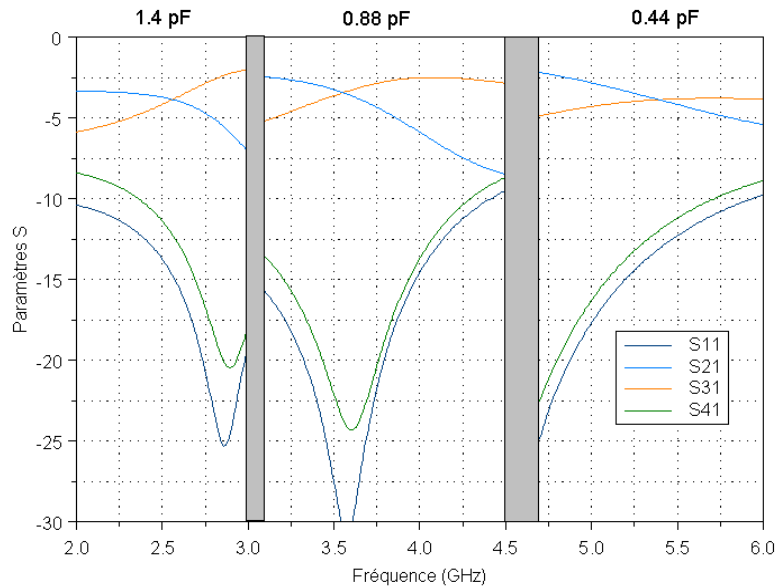


Figure IV.23: Simulation des paramètres S pour 3 valeurs de capacités différentes

Il est donc possible de reconfigurer la fréquence, où le coupleur se comporte comme un hybride, entre 2,5 GHz et 5,3 GHz tout en conservant une isolation et une adaptation inférieure à -10 dB. Une couverture de bande de 108 % est atteinte.

La théorie est donc bien vérifiée et ce coupleur présente des caractéristiques reconfigurables très intéressantes ouvrant des applications originales.

IV.3.2. Double hybride quasi-discret

IV.3.2.1. Théorie

La mise en cascade de plusieurs coupleurs hybrides a déjà été théorisée. Elle peut notamment permettre d'élargir la bande de fréquence de fonctionnement d'un facteur deux [IV.11].

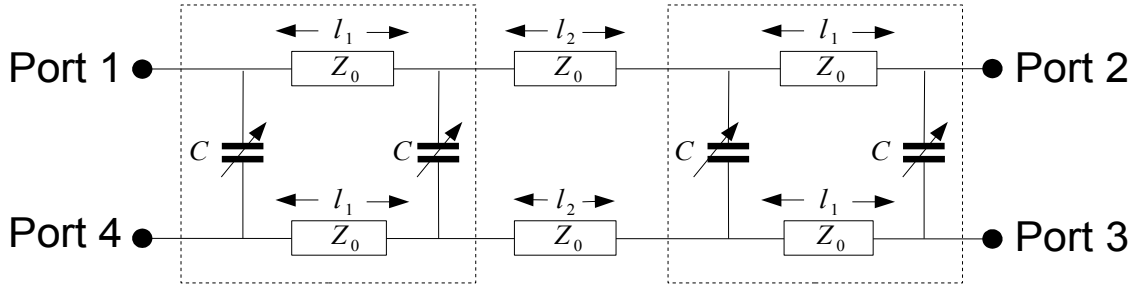


Figure IV.24: Schéma de principe du double coupleur hybride

On améliore ainsi les performances d'un hybride quasi-discret seul. Nous avons évité ici une nouvelle résolution par la méthode de Reed et Wheeler qui donnerait des matrices trop complexes. Si k est le couplage entre le port direct et le port couplé, pour une excitation par un vecteur tension unitaire, on peut définir $-j\alpha$ comme le vecteur de la tension reçue sur le port direct, $\sqrt{1-\alpha^2} \angle 0^\circ$ étant le vecteur tension reçue sur le port couplé. Le rapport entre k et α est défini par (IV.18).

$$\alpha = \sqrt{\frac{|k|}{1+|k|}} \quad (IV.18)$$

On peut donc à partir d'une analyse des vecteurs tension (Figure IV.25), déduire le couplage total k_2 de la structure (IV.19). Avec la relation (IV.18), on peut exprimer k_2 en fonction de k .

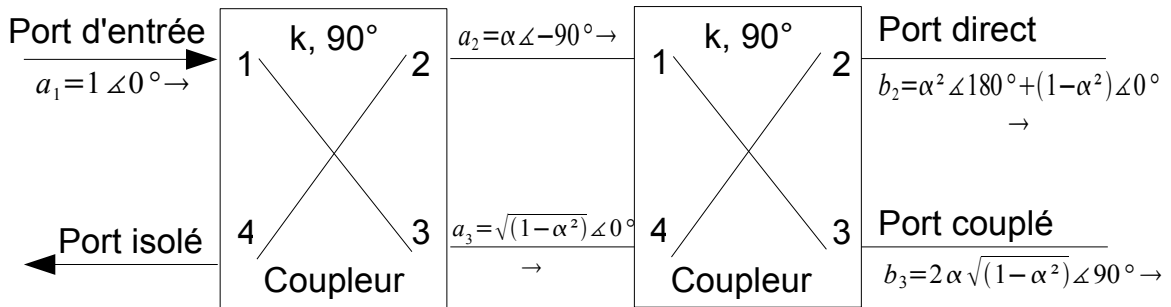


Figure IV.25: Analyse en vecteur tension sur le coupleur à double hybride

Si les deux coupleurs ont un comportement purement hybride 3 dB, on a donc $k=1$, d'où à partir de (IV.19), on obtient $k_2=0$. Ainsi toute l'énergie est transmise directement au port 3 ce qui est cohérent

avec l'état de l'art puisque ce type de structure, où deux hybrides 3 dB sont cascades, est couramment utilisée pour permettre le croisement de deux signaux.

$$\sqrt{k_2} = \gamma = \frac{b_2}{b_3} = \frac{1 - 2\alpha^2}{2j\alpha\sqrt{(1 - \alpha^2)}} = \frac{1 - |k|}{2j\sqrt{|k|}} \quad (\text{IV.19})$$

IV.3.2.2. Théorie du coupleur double 3 dB

Pour obtenir un fonctionnement hybride 3dB, il faut un couplage $\gamma=j$ ou $\gamma=-j$. A partir de l'équation (IV.19), on peut calculer pour chacun des deux coupleurs individuellement, le couplage nécessaire.

On considère que k est positif (ce qui est cohérent avec les résultats précédents)

$$\text{Si } \sqrt{k_2} = -j \text{ il faut } k = \frac{6 - 2\sqrt{8}}{2} \approx 0,17 \quad (\text{IV.20})$$

$$\text{Si } \sqrt{k_2} = j \text{ il faut } k = \frac{6 + 2\sqrt{8}}{2} \approx 5,8 \quad (\text{IV.21})$$

Nous avons vu au paragraphe IV.3.1.2.2 que le coupleur semi-discret peut avoir une amplitude de couplage entre 0,3 et 55. Donc $\sqrt{k_2} = -j$ n'est pas possible, en revanche, on peut largement obtenir un couplage de 5,8 il sera donc possible d'avoir $S_{21}=jS_{31}$.

Pour connaître l'admittance nécessaire pour un tel couplage, il suffit d'utiliser la relation (IV.7). Comme Y_1 est toujours égale à 1, on trouve l'équation (IV.22).

$$Y_2 = \sqrt{\left(\frac{1}{k}\right)} = \sqrt{\frac{2}{6 + 2\sqrt{8}}} = \sqrt{2} - 1 \quad (\text{IV.22})$$

Dans le cas d'une admittance de type capacitive, on trouve la relation (IV.24).

$$C_{3\text{dB}} = \frac{\sqrt{2} - 1}{2\pi f Z_1} \quad (\text{IV.23})$$

Il nous reste maintenant à calculer la longueur de ligne l_i qui permettra pour ce couplage une adaptation et une isolation parfaites. La longueur de ligne va simplement correspondre lorsqu'elle sera fixée, à une fréquence pour laquelle le système aura un comportement idéal.

Dans un premier temps, le plus simple est d'avoir un comportement idéal pour chaque coupleur, ainsi lorsqu'ils seront cascades, le système conservera une adaptation et une isolation parfaite. A partir de l'équation (IV.8), on déduit qu'il faut que $l_i = 67,46^\circ$.

Il existe cependant une deuxième longueur de ligne pour laquelle le coupleur aura un comportement idéal. Pour observer cet effet, nous allons réaliser un étude en vecteur tension sur le port d'entrée et le port isolé du coupleur (Figure IV.26). On appellera $-\Gamma$ le coefficient de réflexion de l'hybride et Γ le coefficient de transmission sur le port isolé. Comme il existe un coefficient de réflexion, on a besoin de définir le coefficient de transmission sur le port direct α et le coefficient de transmission

sur le port couplé β . Lorsque le couplage n'est pas de 1, nous observons qu'un déphasage, par rapport au coefficient de réflexion, apparaît sur le coefficient de transmission sur le port direct et sur le port couplé, on appellera ce déphasage θ . De plus, comme les deux coupleurs ne sont pas collés l'un à l'autre, il faut aussi tenir compte de la longueur de ligne entre ces deux coupleurs qui ajoutera un déphasage de φ .

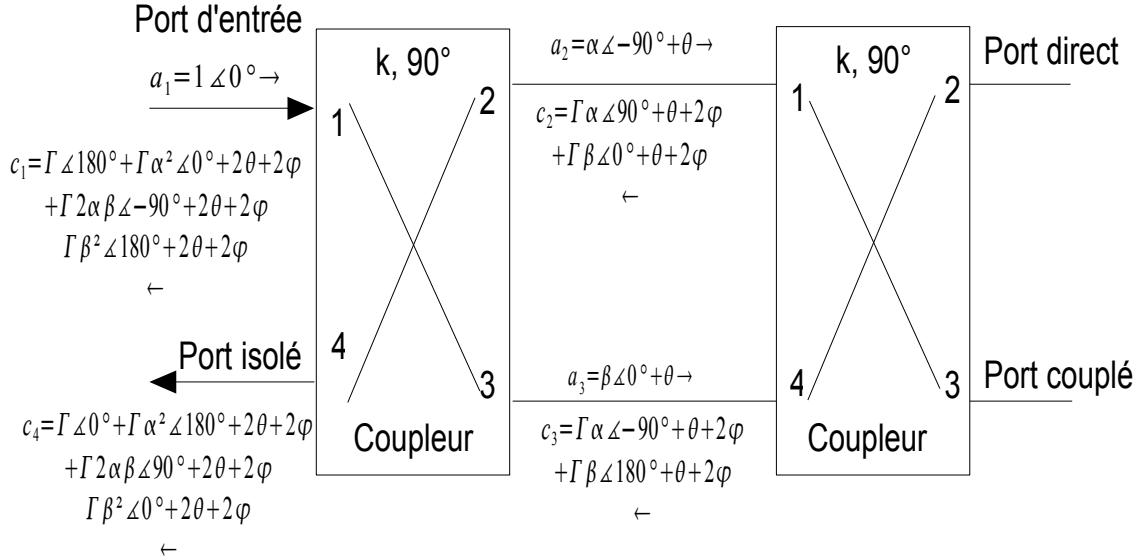


Figure IV.26: Analyse en vecteur tension de l'adaptation et de l'isolation de structure

La somme vectorielle des différents vecteurs pour le port d'entrée et le port isolé est alors réalisée graphiquement. On prendra pour la représentation une valeur de α et de β correspondant au couplage $k_2=j$, donc $k=5,8$, donc $\alpha=0,92$ et $\beta=0,373$.

Pour le port d'entrée, nous avons donc la somme de 4 vecteurs $\vec{u}_1, \vec{u}_2, \vec{u}_3, \vec{u}_4$ (IV.24)

$$\begin{aligned} \vec{u}_1 &= 1 \angle 180^\circ & \vec{u}_2 &= 0,857 \angle 0^\circ + 2(\theta + \varphi) \\ \vec{u}_3 &= 0,373 \angle -90^\circ + 2(\theta + \varphi) & \vec{u}_4 &= 0,14 \angle 180^\circ + 2(\theta + \varphi) \end{aligned} \quad (IV.24)$$

Et de même pour le port isolé, où le vecteur tension est la somme entre 4 vecteurs $\vec{v}_1, \vec{v}_2, \vec{v}_3, \vec{v}_4$ (IV.25)

$$\begin{aligned} \vec{v}_1 &= 1 \angle 0^\circ & \vec{v}_2 &= 0,857 \angle 180^\circ + 2(\theta + \varphi) \\ \vec{v}_3 &= 0,373 \angle 90^\circ + 2(\theta + \varphi) & \vec{v}_4 &= 0,14 \angle 0^\circ + 2(\theta + \varphi) \end{aligned} \quad (IV.25)$$

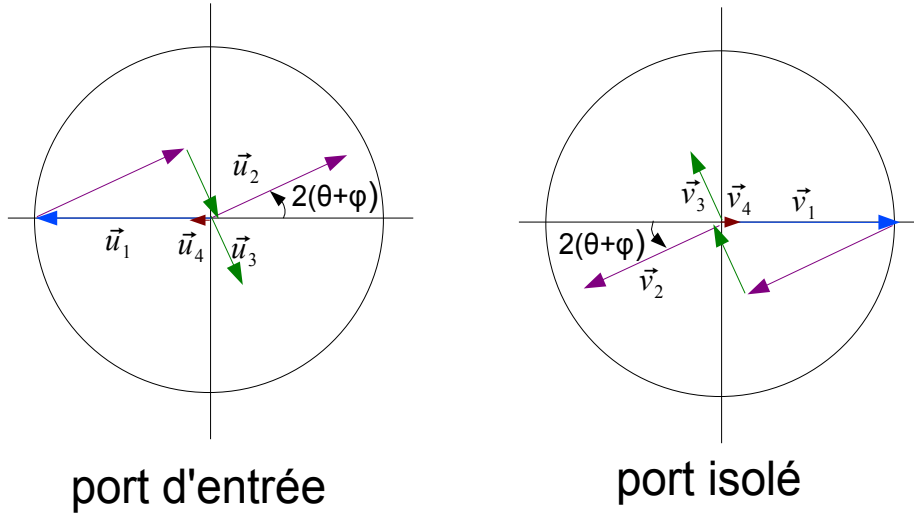


Figure IV.27: Sommes des vecteurs de tension pour le port d'entrée (a) et le port isolé (b)

Pour un angle $2(\theta+\varphi)$ adéquat, les différents vecteurs tensions sur les deux ports s'annulent, ce qui correspond à un comportement hybride idéal. La valeur de l'angle $2(\theta+\varphi)$ peut donc être ajustée grâce à la distance entre les deux hybrides. De manière graphique, on peut trouver que la distance électrique des lignes pour laquelle $S_{11}=S_{41}=0$ est de $2(\theta+\varphi)=30^\circ$.

Dans un premier temps, on peut se placer dans le cas où $\varphi=0$ donc si les deux hybrides sont collés. On a donc $\theta=15^\circ$. A partir des équations de l'hybride, on peut trouver que la longueur électrique de la ligne l_1 qui correspond à $\theta=15^\circ$, est de 28° .

Pour réaliser deux hybrides collés, il faut utiliser une capacité centrale d'une valeur double des deux autres comme décrit sur la figure IV.28.

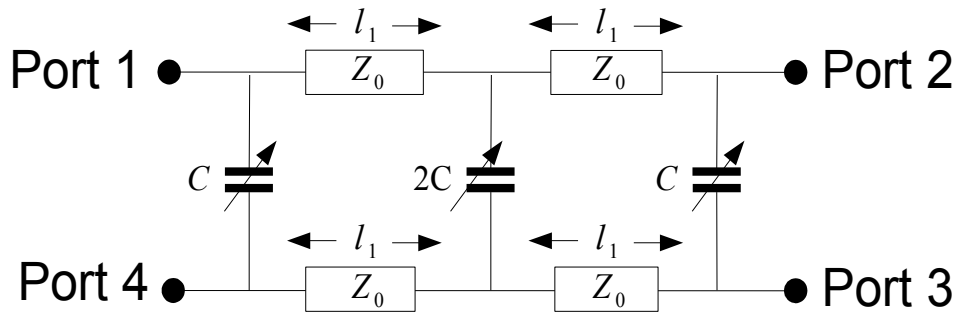


Figure IV.28: Double hybride collé

Si une telle solution semble être attirante d'un point de vue de la compacité, elle ne pourra être utilisée que dans le cas passif. Dans notre cas, il est impossible de trouver deux varactors avec un rapport de capacité de 2 et qui conservent ce rapport quelque soit la tension.

On utilisera donc 4 varactors de même valeur et les coupleurs ne pourront pas être juxtaposés.

Donc φ ne sera pas égal à 0. Comme une ligne de transmission classique ajoute un déphasage négatif, la ligne aura tendance à compenser le déphasage imposé par le coupleur et il augmentera la longueur électrique de ligne pour laquelle le comportement de l'hybride est idéal.

Nous avons donc prouvé que pour un double coupleur hybride semi-discret, deux longueurs électriques de ligne permettent un comportement idéal de l'hybride. Il est à noter qu'entre ces deux longueurs électriques, l'adaptation et l'isolation seront toujours très bonnes car même si les vecteurs ne s'annulent pas, ils auront toujours tendance à se compenser (IV.28).

IV.3.2.3. Prototype et mesure

Pour vérifier ces hypothèses, un prototype a été réalisé sur un substrat duroid de permittivité $\epsilon_r=2,2$ et d'épaisseur 0,135mm. Nous avons choisi pour la bande haute une fréquence de 5,2 GHz et pour la bande basse 2,4 GHz. Une photographie du circuit est proposée figure IV.29.

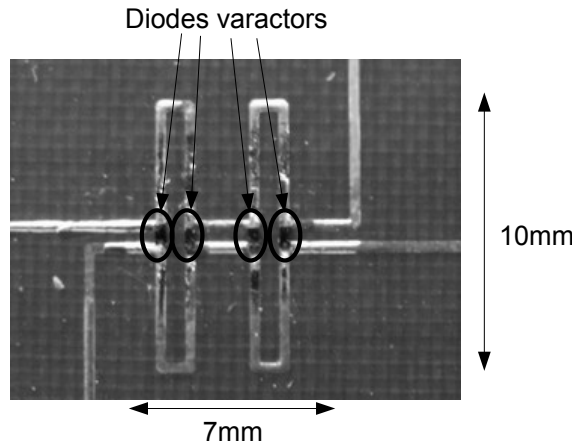


Figure IV.29: Photographie du prototype de double coupleur reconfigurable

Les mesures et simulations des paramètres S pour les deux fréquences de fonctionnement sont présentées sur la figure IV.30.

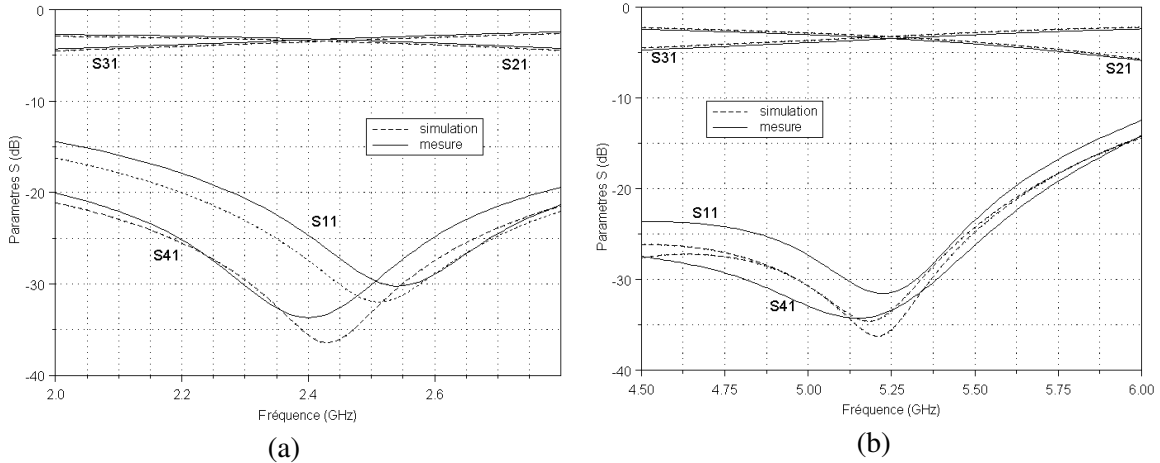


Figure IV.30: Paramètres S pour la fréquence d'adaptation basse (a) et pour la fréquence d'adaptation haute (b)

Pour les deux fréquences de fonctionnement, un comportement hybride 3dB est bien obtenu. Pour la fréquence de 2,4 GHz, la bande passante en mode hybride 1 dB est mesurée à 19%. Pour la fréquence de 5,2 GHz, cette bande passante est de 12%. La bande basse est doublée par rapport à un

coupleur quasi-discret seul. Pour la bande haute, elle est élargie dans une mesure moindre mais l'isolation et l'adaptation sont meilleures.

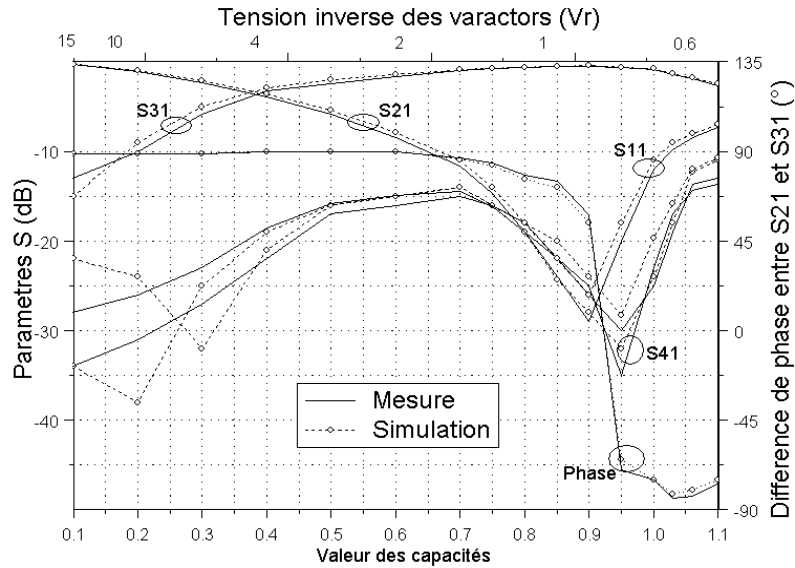


Figure IV.31: Paramètre S_{ij} en fonction de la valeur de la capacité

Si maintenant, on s'intéresse au fonctionnement pour une fréquence fixe. Par exemple le comportement à 3,5 GHz en fonction de la fréquence est présenté sur la figure IV.31. Pour les capacités faibles ($<0,2$ pF) le coupleur fonctionne à nouveau en mode de lignes découplées. On observe une isolation moindre entre les ports 2 et 3 car le rapport capacitif entre les deux lignes est deux fois supérieur (4 varactors au lieu de 2 précédemment). Pour une capacité de 0,385 pF, on obtient bien un comportement hybride 3 dB. Ce qui est cohérent avec l'équation (IV.24) où on trouve une capacité théorique de 0,376 pF.

Pour une capacité entre 0,9 pF et 1 pF, un nouveau mode apparaît, on l'appellera mode de croisement puisque la majeure partie de l'énergie est transmise sur le port couplé. Le couplage atteint alors au minimum la valeur de -25 dB.

IV.3.2.4. Conclusion

Nous avons montré l'intérêt de mettre en série deux coupleurs quasi-discrets pour améliorer le comportement total de la structure. De plus le système reste toujours aussi simple à polariser puisque les lignes sont toujours déconnectées électriquement.

Ce que nous avons fait avec deux coupleurs pourrait être fait avec 4 coupleurs et les caractéristiques seraient encore améliorées.

IV.4. ANTENNE À DIVERSITÉ DE POLARISATION

Notre objectif est ici de mettre à profit les résultats obtenus avec le coupleur reconfigurable quasi-discret pour concevoir une antenne reconfigurable en polarisation. Toujours suivant la même méthodologie, nous avons dans un premier temps conçu le système de manière passive avec des capacités fixes, puis nous avons remplacé les éléments passifs par des varactors pour obtenir une antenne active. Dans un premier temps, nous allons nous intéresser à la structure rayonnante.

IV.4.1. Introduction

Nous nous sommes intéressés à la possibilité de commuter une antenne entre un fonctionnement linéaire et circulaire. Cette fonction a déjà été proposée dans la littérature [II.82-84] mais les solutions proposées sont en générale assez difficiles à mettre en oeuvre car elles sont basées sur des commutations de diodes PIN positionnées sur l'antenne. L'interaction entre la diode PIN et l'antenne est extrêmement difficile à modéliser et de plus, elle conduit souvent à la dégradation des performances de l'antenne. Une solution a été proposée en 2007 par Wu et al. [IV.12] pour réaliser cette fonction. L'idée est d'utiliser des diodes PIN pour commuter le signal soit directement vers l'antenne, soit sur un coupleur hybride qui est connecté à deux fentes et permet ainsi un rayonnement en polarisation circulaire (Figure IV.32.a). La configuration est la même que celle que nous avons décrite au paragraphe IV.1.2 avec l'antenne sur le substrat supérieur, le plan de masse avec les fentes gravées sur le substrat inférieur. Cette solution a pour avantage de séparer les diodes PIN de la partie rayonnante par le plan de masse. La mesure donne alors un gain de 5 dB en polarisation linéaire et un rapport axial inférieur à 3 dB sur une ouverture angulaire de -75° à 65° (Figure IV.32.b).

Nous allons montrer comment notre solution permet d'obtenir des performances identiques dans un encombrement plus réduit.

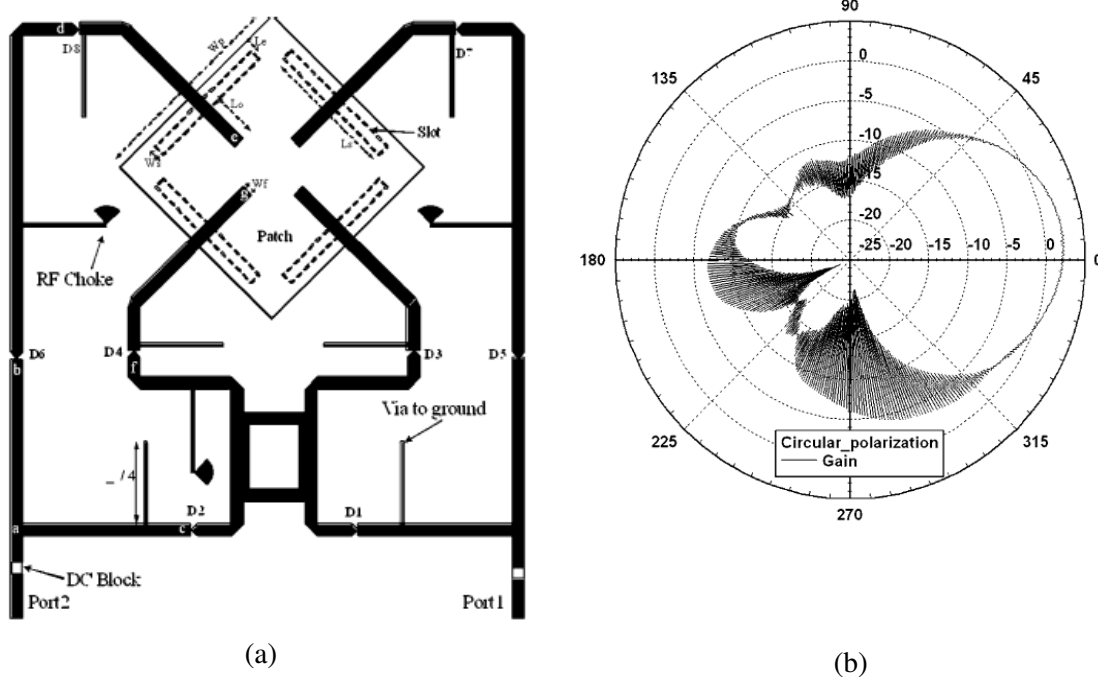


Figure IV.32: (a) Antenne reconfigurable proposée dans [9] et (b) mesure du diagramme de rayonnement en polarisation circulaire

IV.4.2. Principe de fonctionnement

Nous allons utiliser notre coupleur reconfigurable pour alimenter une antenne patch par l'intermédiaire de fentes gravées dans son plan de masse. La figure IV.33 montre la topologie de la

structure. En utilisant le coupleur dans le mode lignes découplées, le patch sera excité de manière à rayonner une onde polarisée linéairement. De plus, en choisissant le port du coupleur qui sera alimenté (port 1 ou 2) par l'intermédiaire d'un SPDT (Single Pole Dual Throw), une polarisation linéaire horizontale ou verticale peut être générée. Si maintenant, le coupleur est dans le mode coupleur hybride 3 dB, les deux fentes du patch seront excitées avec un déphasage de 90° et l'antenne rayonnera une polarisation circulaire. Toujours en utilisant une SPDT entre le port 1 et 2, une polarisation circulaire gauche ou droite peut être choisie.

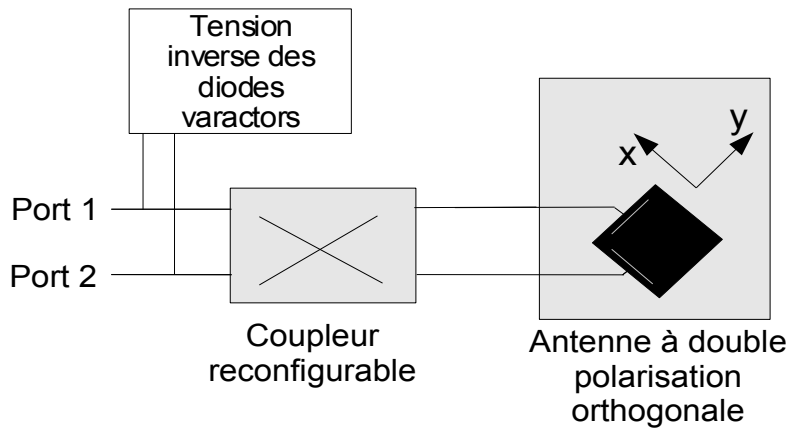


Figure IV.33: Topologie de l'antenne reconfigurable en polarisation

IV.4.3. Conception de l'élément rayonnant

L'élément rayonnant est là encore un patch alimenté par fentes couplées électromagnétiquement à une ligne microruban. Nous avons utilisé un substrat supérieur d'une épaisseur 0,762mm et un substrat inférieur d'épaisseur 0,130mm. Pour les deux substrats, la permittivité ϵ_r est de 2,22 (Figure IV.34.a). Le masque est présenté sur la figure IV.34.b.

L'isolation entre les ports a été optimisée au détriment de la bande passante qui n'est pas le critère primordial ici.

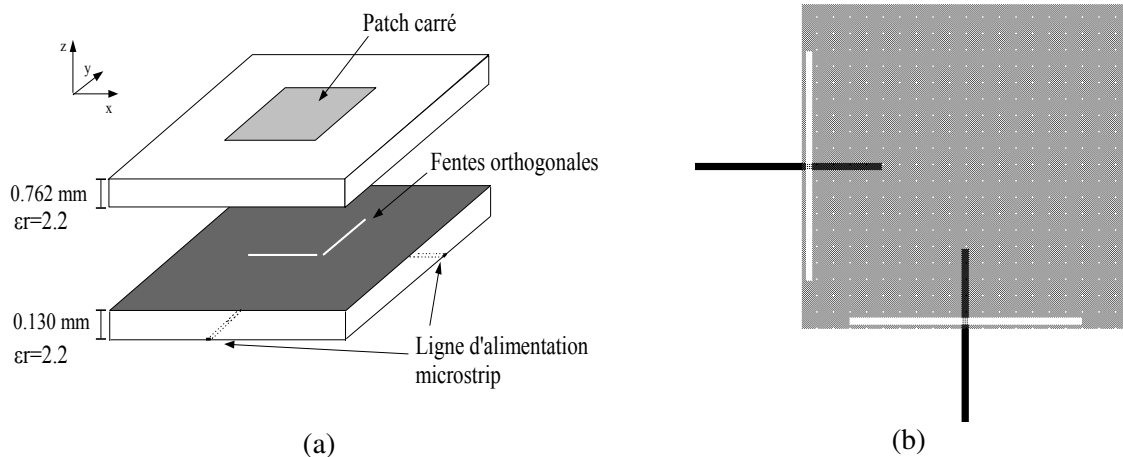


Figure IV.34: (a) Vue 3D de l'antenne (b) Masque de l'antenne

L'adaptation et les pertes d'insertion entre le port 1 et le port 2 sont présentées sur la figure IV.35. La bande passante est centrée sur 5,8 GHz et une bande de 2,7% (156MHz) est obtenue. Le couplage mutuel entre les deux ports est inférieur à 20 dB à 5,8 GHz. Un gain de 5,21 dBi a été mesuré à 5,85 GHz. Le gain n'est pas aussi élevé que ce que l'on peut trouver dans la littérature mais cela est dû à la finesse des lignes de transmission utilisées pour alimenter l'antenne.

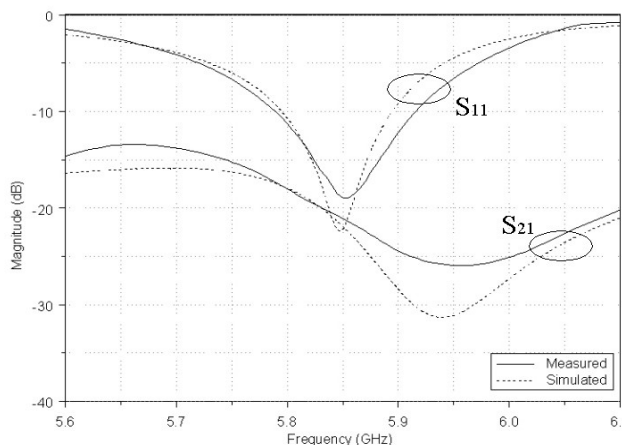


Figure IV.35: S_{11} et S_{21} de l'antenne

IV.4.4. Antenne reconfigurable par composants discrets

La deuxième étape consiste à associer sur le même circuit l'antenne avec le coupleur passif conçu. Le coupleur est placé de telle façon à avoir exactement la même longueur électrique entre chaque sortie du coupleur et la fente d'excitation (Figure IV.36).

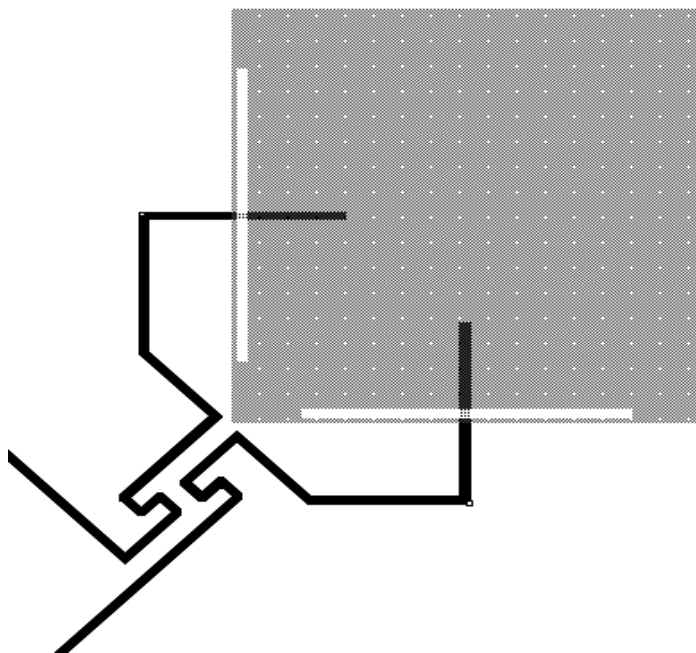


Figure IV. 36: Masque de l'antenne reconfigurable en polarisation

L'adaptation pour les ports 1 et 2, et les pertes d'insertion entre le port 1 et 2 sont présentées pour la structure avec les capacités sur la figure IV.37.a. C'est le S_{21} qui limite la bande passante de l'antenne puisque le circuit se comporte comme pour un hybride en mode réflexion. Celle-ci est de 2,5% (146 MHz) ce qui nous montre que la bande passante n'est pas limitée par le coupleur mais par l'antenne. Les mêmes résultats sont présentés sur la figure IV.37.b pour la structure sans les capacités, donc dans le cas où le coupleur est dans le mode lignes découplées. La bande passante mesurée est de 2,5 % et une bonne correspondance est trouvée entre les simulations et les mesures. Les résultats sont très proches de ceux observés sur la figure IV.35, ce qui nous montre que les coupleurs sans capacité se comportent bien comme deux lignes de transmission découplées.

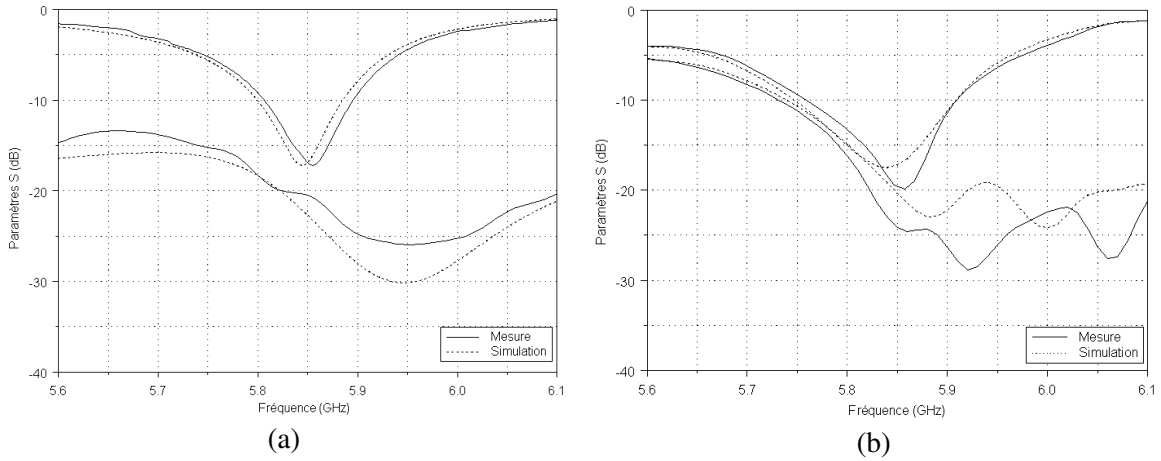


Figure IV.37: S_{11} et S_{21} pour l'antenne sans les capacité (a) et avec (b)

Le rapport axial de l'antenne est présenté sur la figure IV.38.a pour le mode polarisation circulaire et IV.38.b pour le mode polarisation linéaire. Pour l'antenne avec les capacités, la bande passante à 3 dB du rapport axial est de 3,3% (198 MHz). Sans les capacités, le niveau de polarisation croisée est supérieur à 20 dB quelque soit la fréquence. Le gain maximum est aussi présenté par cette figure. Celui-ci est toujours limité par la finesse des lignes d'alimentation. La valeur mesurée est de 5,05 dB à 5,85 GHz.

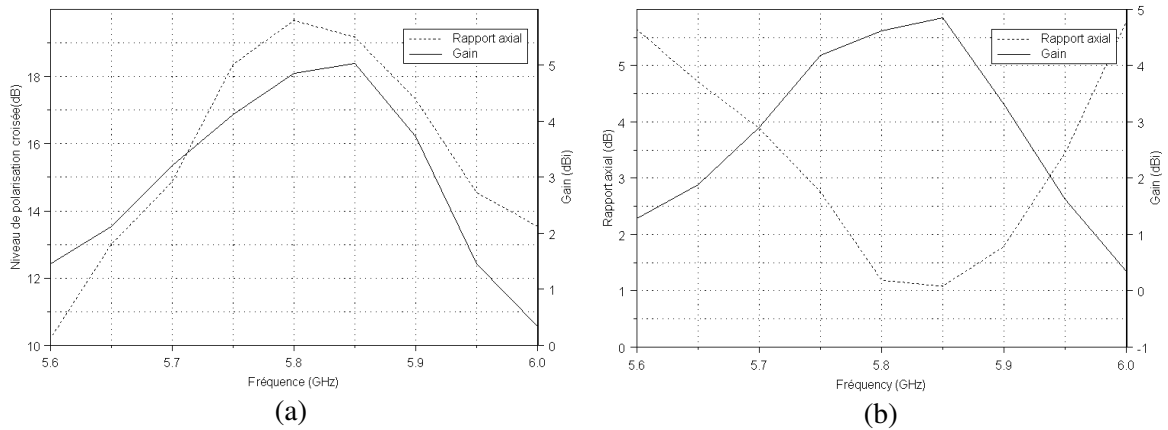


Figure IV. 38: Rapport axial et gain pour l'antenne sans capacité (a) et avec (b)

Le diagramme de rayonnement dans le plan x-z pour le mode polarisation circulaire est présenté sur la figure IV.39.a pour la structure avec les capacités. Le rapport axial est inférieur à 3 dB sur une

dynamique angulaire de $-78^\circ < \theta < 58^\circ$ autour du zénith. Le diagramme de rayonnement pour les polarisations principales et croisées sans les capacités est présenté sur la figure IV.39.b. Les niveaux sont supérieurs à 13 dB quelque soit l'angle θ avec une valeur de 17 dB pour $\theta=0^\circ$

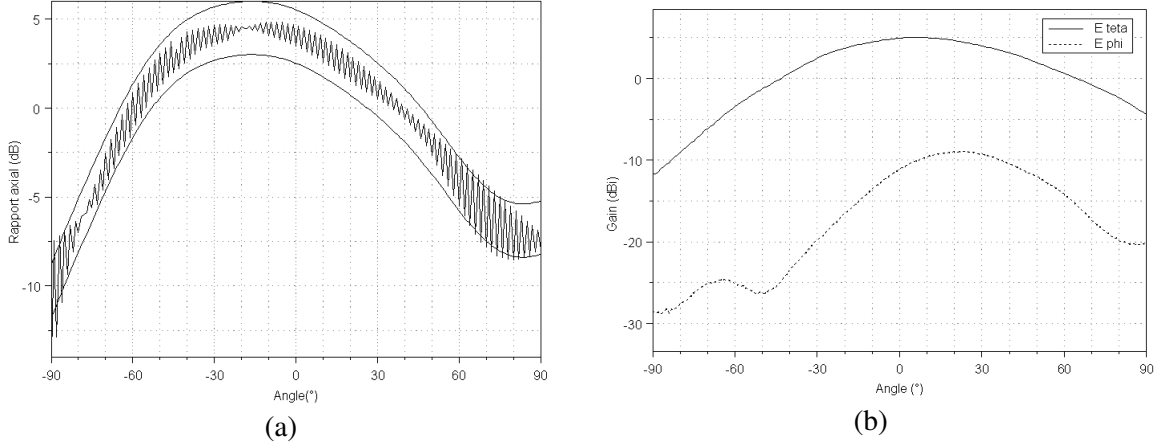


Figure IV.39: Mesure dans le plan x-z du Rapport axial pour l'antenne avec capacité (a) et niveau de polarisation croisée pour l'antenne sans capacité

IV.4.5. Antenne reconfigurable en polarisation avec diodes varactor

Les varactors sont intégrées à la structure pour la rendre active dans une gamme de fréquence autour de 3,5 GHz. Nous avons vu au chapitre IV.3.1.2.2 que le coupleur actif se comporte comme un hybride -3dB classique pour une tension inverse $V_r=0,96V$. Pour une tension de 15 V, l'isolation sur le port 3 est supérieure à 20 dB à 3,5 GHz. Nous avons associé le coupleur avec une antenne à 3,5 GHz. Le masque avec ses dimensions est présenté sur la figure IV.23.

L'adaptation et les pertes d'insertion pour la structure dans le mode hybride 3-dB ($V_r=0,96V$) sont présentées dans la figure IV.40.a. La largeur de la bande d'adaptation est de 2,8% autour de 3,5 GHz (98 MHz pour une bande à -10dB). Elle est limitée par le S_{21} . Les mêmes résultats dans le mode lignes découplées ($V_r=15V$) sont exposés sur la figure IV.40.b. Pour ce mode, la largeur de la bande d'adaptation est alors limitée par le S_{11} . Elle est de 3% autour de 3,5GHz (106 MHz). Une bonne corrélation est trouvée entre les simulations et les mesures des S_{11} et S_{21} .

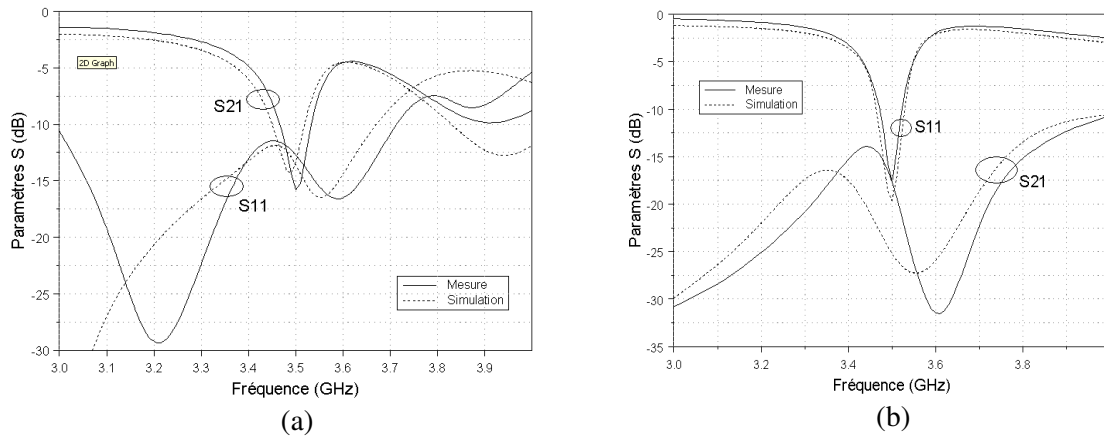


Figure IV.40: Adaptation et pertes de l'antenne pour une tension de 0,96V (a) et 15V (b)

Les résultats exposés sur la figure IV.41.a montrent un fonctionnement en PC ($V_r=0,96V$) avec un rapport axial correct sur une bande de 3,8% (134MHz). Avec une tension inverse de 15V, le niveau de polarisation croisée est supérieur à 20dB sur cette même bande.

La mesure du diagramme de rayonnement en polarisation circulaire dans le plan x-z est présentée dans la figure IV.41.b pour le mode hybride 3dB ($V_r=0,96V$). Un rapport axial inférieur à 3 dB est obtenu sur tout le demi-plan centré autour du zénith.

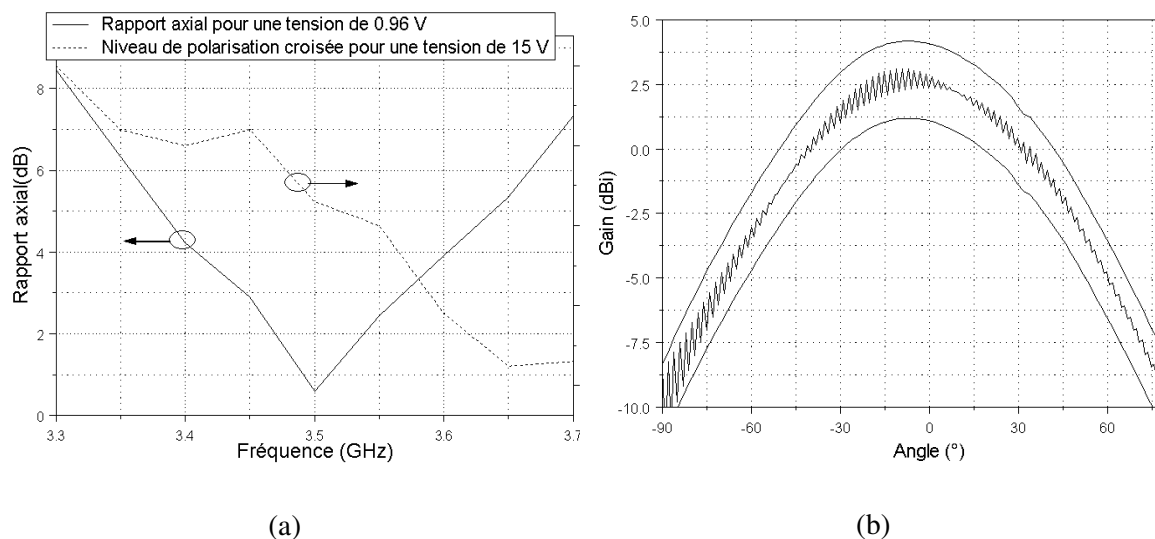


Figure IV.41: (a) Rapport axial pour $V=0,96V$ et niveau de polarisation croisée pour $V=15V$ (b) Diagramme de rayonnement de l'antenne en polarisation circulaire (mode hybride 3 dB)

Enfin un niveau de polarisation croisée supérieur à 20 dB est mesuré sur la figure IV.42.

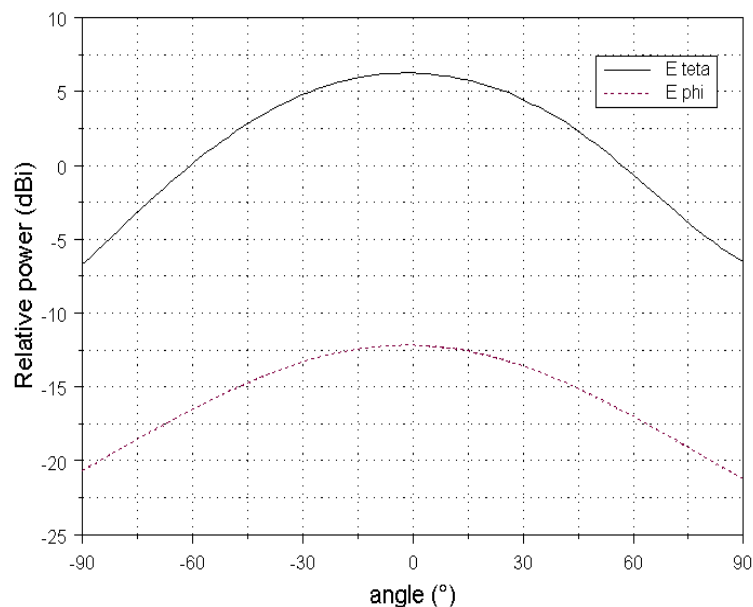


Figure IV.42: Diagramme de rayonnement de l'antenne pour $V=15V$

IV.4.5.1. Conclusion

Un coupleur hybride reconfigurable a été conçu et réalisé avec succès dans le but de reconfigurer une antenne en polarisation. Si l'on compare notre concept à l'exemple exposé au paragraphe IV.4.1, notre solution a pour principaux avantages une grande compacité et une grande simplicité. En effet, le coupleur peut être totalement intégré sous l'antenne et il n'y a aucun problème pour polariser les diodes étant donné que les lignes de transmission sont déconnectées. Les diodes varactors ne consomment aucun courant DC lorsqu'elles sont polarisées en inverse et sont parfaitement isolées des éléments rayonnants ce qui permet d'éviter tout couplage indésirable. Enfin, ce système offre un ensemble complet de polarisations possibles en changeant simplement l'état d'un commutateur SPDT et la tension aux bornes de deux diodes varactors. La faisabilité du concept a été clairement démontrée et validée par la mesure des paramètres S_{ij} et des diagrammes de rayonnement sur un prototype.

IV.5. ANTENNE RECONFIGURABLE EN POLARISATION LINÉAIRE

Nous allons ici proposer une nouvelle architecture pour effectuer une rotation sur 90° de la polarisation linéaire d'une antenne. De nombreux systèmes de transmission utilisent deux polarisations linéaires orthogonales respectivement pour la transmission et la réception (Figure IV.43). Le principal avantage est de pouvoir utiliser le même canal pour la liaison montante et descendante.

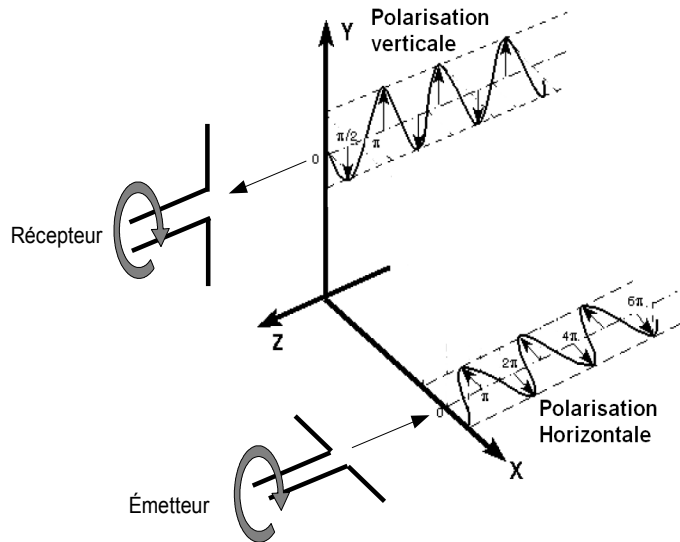


Figure IV.43: Système émission-réception avec antennes à polarisation linéaire orthogonales

Si l'une des deux antennes est mobile, on peut se trouver dans le cas où les antennes qui doivent se transmettre un signal n'ont pas leur polarisation linéaire dans le même plan, les pertes de dépolarisation vont alors dépendre de l'angle entre les deux plans et seront données par l'équation (IV.26).

$$Pertes\ de\ dépolarisation\ (dB) = 20 \log (\cos (\theta)) \quad (IV.26)$$

Une solution pour corriger la désadaptation est de permettre une rotation sur l'axe z de l'antenne pour obtenir toujours la meilleure polarisation linéaire, mais les systèmes mécaniques sont coûteux et peuvent souffrir de problèmes de fiabilité. Une deuxième solution encore plus coûteuse, consiste à se baser sur un polarisateur magnétique à effet faraday qui utilise des matériaux diamagnétiques. Ce type de composant est capable de modifier l'angle de polarisation d'une onde linéaire à partir d'une tension. Le prototype proposé ici utilise sur une même antenne les deux polarisations orthogonales et permet d'effectuer une rotation sur l'azimut de 90° de manière électronique. Nous allons utiliser le coupleur semi-discret en tant que diviseur de puissance reconfigurable. Pour réaliser cette fonction, il suffit de déphaser de 90° le port isolé (Figure IV.44.a). On a ainsi les deux sorties en phase avec la possibilité de reconfigurer le couplage entre les deux ports.

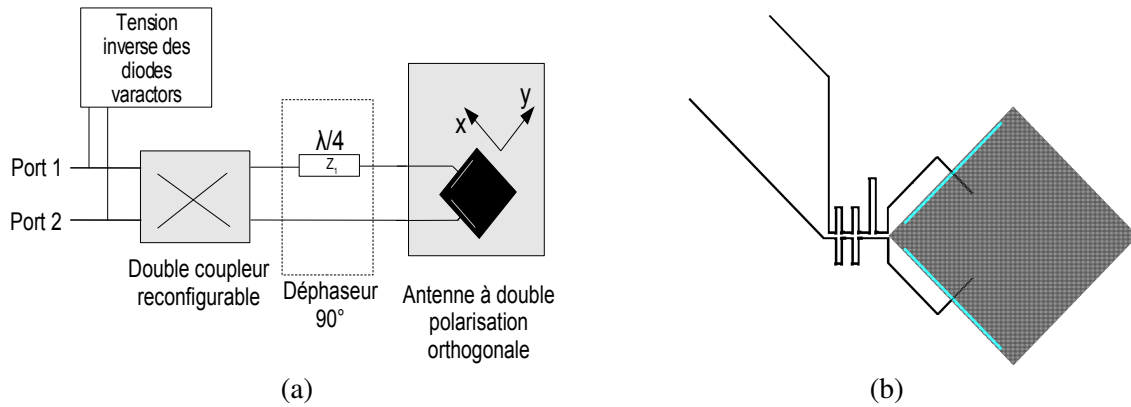


Figure IV.44: (a) Topologie du système et (b) masque de l'antenne

Ce coupleur permet d'alimenter une antenne excitée par deux fentes orthogonales. Les deux fentes sont donc toujours alimentées par deux signaux en phase, ainsi l'antenne rayonne toujours une polarisation linéaire. Si on change le rapport du niveau des deux signaux alimentant l'antenne, une rotation de la polarisation linéaire est alors possible.

IV.5.1. Simulations et mesures

Pour la réalisation, nous avons sélectionné un substrat supérieur d'une épaisseur 0,762mm et d'un substrat inférieur d'épaisseur 0,130mm. Pour les deux substrats, la permittivité ϵ_r est de 2,22. Les mesures des paramètres S du prototype sont présentés sur la figure IV.45.a. On observe une bonne adaptation de l'antenne pour les trois tensions inverses des diodes. La bande passante est limitée par le S_{11} contrairement à la réalisation précédente (qui était limitée par le S_{21}). C'est l'effet du déphaseur en $\lambda/4$. Le diagramme de rayonnement pour une rotation suivant la normale à l'antenne est présenté sur la figure IV.45.b pour les trois mêmes tensions. Le polarisation mesurée est bien linéaire pour les trois tensions. On observe une rotation de 90° entre 0,9V et 15V.

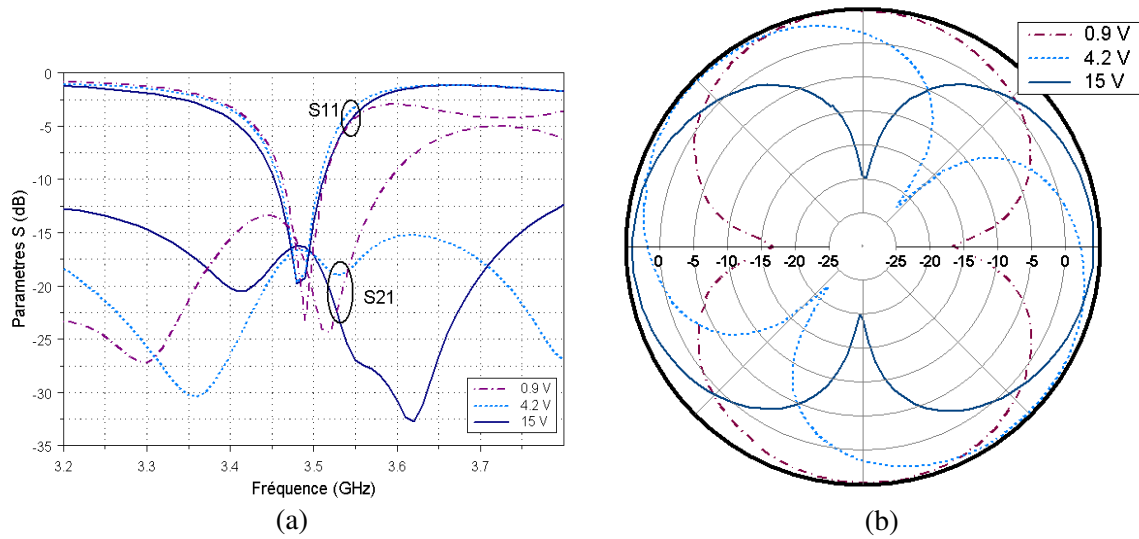


Figure IV.45: (a) Paramètres S et (b) diagramme de rayonnement de l'antenne pour les tensions 0,9V, 4V et 15V

IV.5.2. Conclusion

Une antenne en polarisation linéaire capable de pivoter cette polarisation électroniquement de 90° a été présentée. Placée au foyer d'une parabole, elle permettra d'obtenir le maximum de transmission quelque soit l'angle de la polarisation linéaire entrante. Ce prototype, nettement moins coûteux à réaliser, beaucoup plus compacte que les solutions existantes (mécaniques et magnétiques).

IV.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le travail effectué sur les antennes reconfigurables en polarisation. Nous nous sommes intéressés dans un premier temps à une antenne double bande à polarisation circulaire pour application satellitaire. Nous avons ensuite étudié une antenne intégrée avec un MEMS reconfigurable en polarisation. Avec une tension de commutation de l'ordre de 3V, cette antenne peut commuter son rayonnement entre une polarisation linéaire horizontale et verticale tout en conservant un niveau de polarisation croisée supérieure à 25 dB.

Par la suite, une architecture originale pour un nouveau type de coupleur reconfigurable extrêmement compact a été présentée. Les diodes varactors permettant de modifier le rapport de couplage entre les deux lignes ne consomment par de courant DC. En utilisant deux coupleurs reconfigurables cascades en série, il est possible de déplacer le mode hybride 3 dB du coupleur sur plus de 400% de bande.

Sur la base de ce coupleur, nous avons proposé deux applications antennaires. Une première topologie permet très simplement de modifier le rayonnement du patch entre une polarisation linéaire et circulaire en modifiant la tension inverse des diodes entre 0,9 et 15 V. La deuxième antenne permet de réaliser une rotation électronique suivant l'azimut de l'antenne de 90° pour obtenir le meilleur rapport de polarisation.

Références Chapitre IV

- [IV.1] Chen W-S., Wu C-K., Wong K-L., "Single-feed square-ring microstrip antenna with truncated corners for compact circular polarisation operation", Electronics Letters, Vol. 34, N° 11, pp. 1045–1047, 28th May 1998.
- [IV.2] Rao H., "Wideband Circularly Polarized Radial Stub Fed Slot Antenna", Microwave and Opt. Technol. Lett., Vol. 43, N° 3, pp. 211-213, 5th November 2004.
- [IV.3] Lo W-K., Chan C-H. , Luk K-M., "Bandwidth Enhancement of Circularly Polarized Microstrip Patch Antenna using Multiple L-Shaped Probe Feeds", Microwave and Opt. Technol. Lett., Vol. 42, N° 4, pp. 263-265, 20th August 2004.
- [IV.4] Kossel M.A., Kung R., Benedickter H., Biichtokd W., "An Active Tagging System Using Circular-Polarization Modulation", IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol. 47, pp. 2242-2248, December 1999.
- [IV.5] Yang K-P. and Wong K-L., "Dual-Band circularly-Polarized Square Microstrip Antenna", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, Vol. 49, pp. 377-381, March 2001.
- [IV.6] Momentum, Agilent Technologies, Santa Rosa, CA, 2005A.
- [IV.7] O'Caireallain S. B. D., Fusco V. F. , "Quasi-Lumped Element Quadrature Coupler Design", Microwave and Opt. Technol. Lett., Vol.2, No. 6. June 1989.
- [IV.8] Reed J. and Wheeler G. J., "A method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks" IRE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-4, pp. 246-252, Oct. 1956.
- [IV.9] Accu-P, AVX Corporation, Myrtle Beach, US, <http://www.avxonline.com/>.
- [IV.10] MA46H120, M/Acom Company, <http://www.macom.com>.
- [IV.11] Matthaei G., Young L. and Jones E.M.T. "TEM-Mode, Coupled-transmission-line directional couplers, and branch-line directional couplers", Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures, Dedham, MA: Artech H. B., 1980, Chapter XIII, Section 10, pp. 815-819
- [IV.12] Wu Y. F., Chen F. C., "A Novel Reconfigurable Patch Antenna for Dual Polarization Diversity", AP Symp. , Washington, July 2005.

Chapitre V

ANTENNES A RAYONNEMENT COMMANDE

Une association d'antennes alimentée par un réseau déphaseur peut dépointer son faisceau de rayonnement sans mouvement mécanique. Libérée des problèmes liés à l'inertie mécanique des parties mobiles, ces systèmes plus fiables peuvent pointer leur faisceau très rapidement, suivre plusieurs cibles en même temps et même modifier la largeur de leur faisceau. Ces systèmes n'ont pas reçu une grande attention jusqu'à ces quinze dernières années à cause de leur complexité et de leur prix prohibitif. L'arrivée de commutateurs de qualité et de DSP à bas prix a permis aux réseaux d'antennes actifs de devenir une approche privilégiée pour les systèmes radar et certains systèmes de communication.

Dans le paragraphe II.3.2, différentes topologies possibles pour réaliser un déphasage ont été présentés. Nous allons proposer dans un premier temps une solution basée sur le déphaseur à réflexion qui a une taille réduite et une réponse large bande. Le principe des déphaseurs par sommation vectorielle sera ensuite mis en oeuvre avec des coupleurs quasi-discrets. Puis, une antenne reconfigurable en directivité grâce à des éléments parasites sera abordée. Enfin, nous terminerons par la conception d'un déphaseur à ligne commutée pour alimenter des antennes à 60 GHz totalement intégrées sur substrat silicium.

V.1 Hybride en mode réflexion.....	142
V.2 Déphaseur par sommation en quadrature.....	150
V.3 Antenne reconfigurable avec éléments parasites.....	158
V.4 Réseau tout intégré sur substrat Si High K.....	161
V.5 Conclusion.....	169

V.1 HYBRIDE EN MODE RÉFLEXION

Le principe de fonctionnement du déphaseur en mode réflexion a été développé au paragraphe II.3.2.4. En particulier, nous avons montré comment il était possible de modifier de manière active le déphasage sur le port isolé en modifiant de manière symétrique la longueur des lignes connectées au port direct et au port isolé.

V. 1.1 Réseaux d'antennes à deux éléments

V. 1.1.1 Principe

Pour un réseau de N antennes, on déduit assez intuitivement que N-1 déphaseurs sont nécessaires pour alimenter le réseau (Figure V.1). Or, pour un réseau d'antennes linéaire périodique à nombre impair d'éléments, il convient de répartir de manière symétrique les phases autour de l'antenne centrale. Cette caractéristique est utilisée ici pour réduire le nombre de commutateurs nécessaires pour le déphaseur.

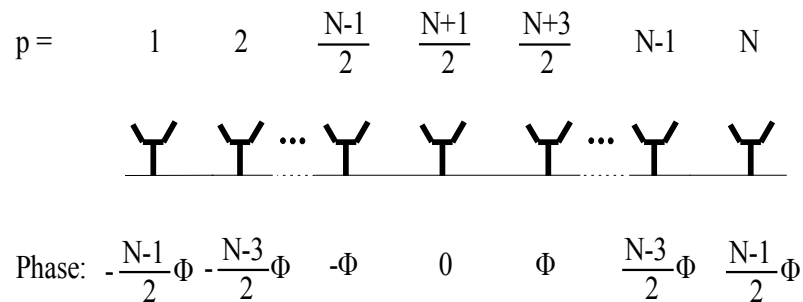


Figure V.1: Distribution de phase pour un réseau de N antennes

V. 1.1.2 Conception de l'antenne à 2 éléments

L'architecture proposée utilise deux coupleurs hybrides en réflexion (Figure V.2) alimentés par un diviseur de Wilkinson, le tout, en technologie microruban. Le diviseur de Wilkinson est composé de deux lignes d'impédance caractéristique $70,7 \Omega$ et de longueur $\lambda_g/4$. leurs extrémités sont reliées à l'une des entrées des coupleurs. Les deux extrémités de ces lignes sont aussi reliées à une résistance de 100Ω . Les deux bornes de la résistance constituent les deux sorties du diviseur. Considérons que le diviseur est chargé sur son entrée et ses deux sorties par des résistances 50Ω . Dans le cas d'un signal injecté par l'entrée, celui-ci est divisé en 2 par les deux lignes, le coefficient de réflexion étant minimum puisque les deux sorties ramènent au niveau de la jonction deux impédances de 100Ω en parallèle (adaptateur d'impédance quart d'onde). Aucun courant ne circule dans la résistance puisque les vecteurs tension sont égaux aux deux bornes de la résistance.

Si maintenant un signal est injecté sur une des deux sorties, une partie du signal va sur l'entrée alors qu'une autre partie se propage vers la deuxième sortie. Comme le signal a parcouru une longueur de $\lambda/2$ (deux lignes $\lambda/4$) il arrive au niveau de la deuxième sortie en opposition de phase avec la première sortie. Ainsi le signal voit une charge de 50Ω par rapport à la première sortie et toute l'énergie est dissipée dans la résistance. La deuxième sortie reste ainsi complètement isolée à tout signal entrant sur le port de sortie opposé. L'objectif du diviseur de Wilkinson est de permettre une isolation parfaite entre les deux coupleurs hybrides en mode réflexion.

Au niveau des coupleurs, les deux branches de sortie sont connectées entre elles par des lignes de déphasage. Le signal se propage en suivant ces lignes et se réfléchit sur un commutateur ouvert. Dans le cas où tous les commutateurs sont fermés, la structure est parfaitement symétrique, les signaux se croisent au niveau des lignes de déphasage et arrivent en phase sur les ports isolés de deux hybrides. Ainsi, les commutateurs peuvent modifier les longueurs des lignes de réflexion, c'est-à-dire le déphasage réalisé par les deux hybrides, en ajoutant au premier hybride le bout de ligne qui est soustrait au second. Le circuit permet donc de générer conjointement le déphasage pour l'antenne p et l'antenne N-p de notre réseau. Comme les coupleurs sont terminés par des réactances différentes (la phase ramenée dépend de la longueur de la branche), un diviseur de Wilkinson est nécessaire pour réduire les désadaptations et interférences entre les hybrides. Concernant les commutateurs, l'utilisation de diodes PIN [V.1] est privilégiée si l'on désire optimiser la vitesse de commutation. Par contre, des MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) sont préférables si l'on désire optimiser les pertes d'insertion et la consommation [V.2].

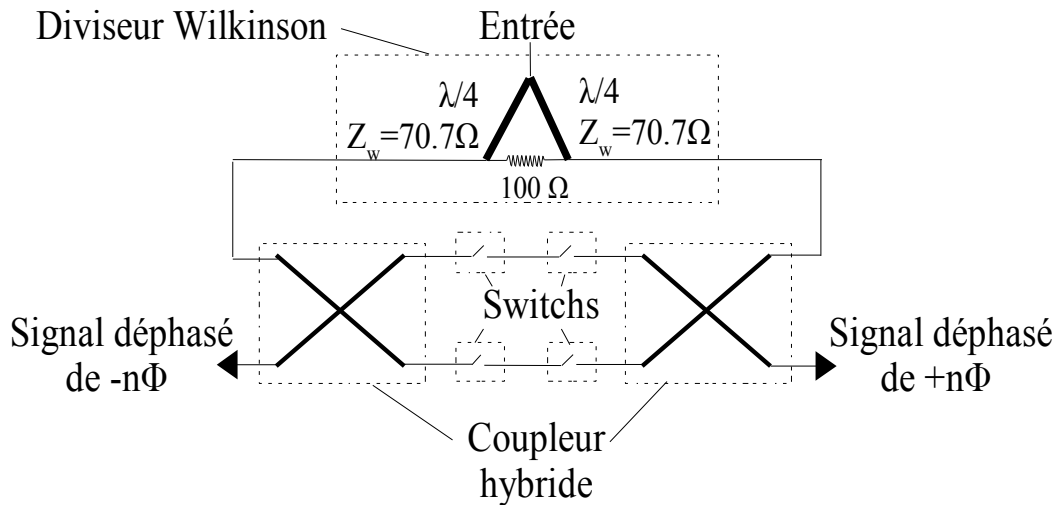


Figure V.2: Topologie du circuit d'alimentation de l'antenne à 2 patches

V. 1.1.3 Prototype passif

Les éléments rayonnants sont des antennes imprimées sur un substrat d'épaisseur 1,5 mm et de permittivité diélectrique relative $\epsilon_r=2,2$. Le circuit de déphasage est imprimé sur un substrat ayant la même permittivité diélectrique mais d'épaisseur 0,758 mm. Les patches sont alimentés par des fentes gravées dans le plan de masse du circuit d'alimentation (Figure V.3.a). Ces fentes sont électromagnétiquement couplées aux lignes microruban de sortie du déphaseur imprimé sur le substrat inférieur.

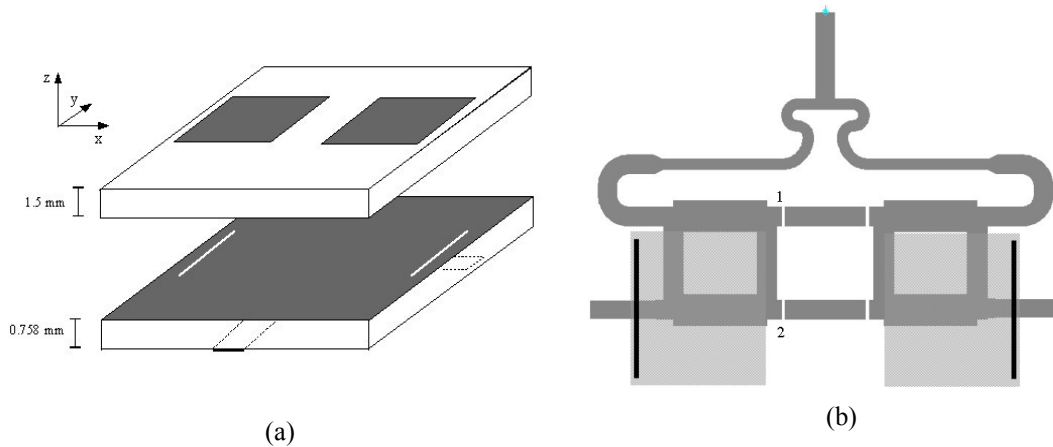


Figure V.3: a) Vue 3D de l'antenne réseau b) Vue de dessus : coupleurs hybrides en gris foncé, fentes en noir, patches en gris clair

L'espacement entre les deux patches est de $0,7 \lambda_0$ pour limiter un couplage mutuel trop important (λ_0 étant la longueur d'onde dans l'air du signal à la fréquence de fonctionnement). Les fentes sont positionnées sous les bords opposés des deux patches et génèrent donc à leur surface des densités de courant naturellement déphasées de 180° (Figure V.3.b). Les switches, insérés dans les interstices prévus à cet effet (Figure V.3.a), sont simulés et réalisés par des connexions métalliques rectangulaires de dimensions $2,1 \times 1,5 \text{ mm}^2$.

Chaque partie du système a été individuellement simulée et optimisée avec le simulateur électromagnétique Agilent Momentum pour une fréquence de 5,8 GHz. Nous avons ensuite assemblé avec précaution ces différents éléments sur un même substrat. Les mesures de l'adaptation sont présentées sur la figure V.4.a. Nous observons une très bonne corrélation des résultats entre la simulation et les mesures. La bande passante mesurée, conforme aux résultats de simulation, est de 300 MHz entre 5,7 GHz et 6 GHz avec et sans commutation des switches N°1 et N°2. Avec les switches fermés, pour lesquels un déphasage de 180° entre les deux antennes est prévu, nous observons une absence de rayonnement dans l'axe et deux lobes qui pointent à $\pm 45^\circ$ (Figure V.4.b). Avec les switches ouverts, le système déphase l'alimentation relative des deux antennes de 180° , et les deux patches rayonnent alors en phase et produisent un maximum de rayonnement dans l'axe avec un gain mesuré de 6,2 dBi.

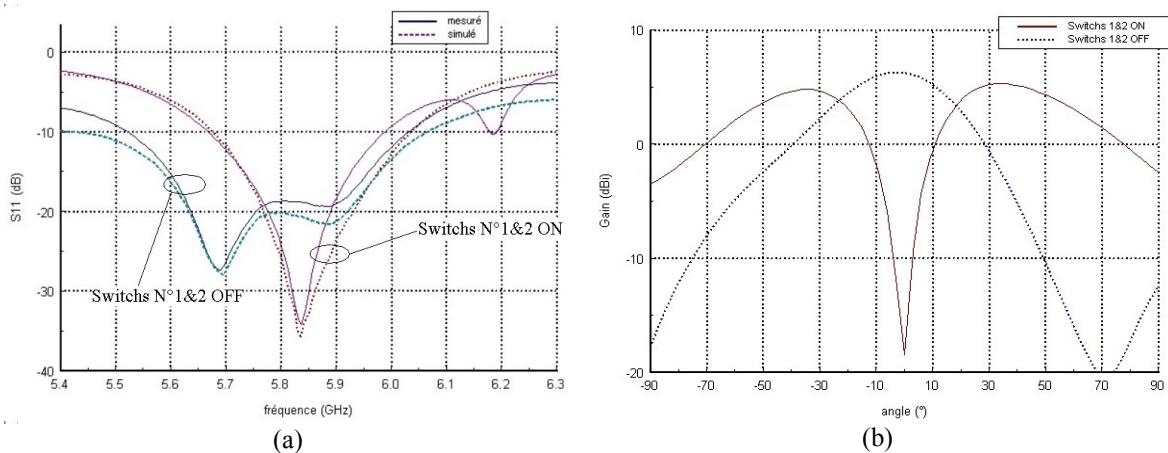


Figure V.4: (a) S_{11} pour et (b) diagrammes de rayonnement pour 2 lois de phase

Ce circuit très simple a permis de vérifier nos prédictions théoriques. L'étape suivante consiste à intégrer des éléments actifs au sein de la structure.

V. 1.1.4 Prototypage avec éléments actifs

La solution la plus simple est d'utiliser des diodes PIN. Nous avons dans un premier temps réalisé un système avec une seule commutation possible pour réaliser comme précédemment soit un pointage du faisceau rayonné dans l'axe, soit un minimum dans cette direction. Notre choix s'est porté sur les diodes PIN MA4SPS502 de M/ACOM [V.3]. Leurs dimensions sont réduites ($1,4 \times 0,5 \text{ mm}^2$) et la résistance série lorsque la diode est polarisée en direct est de $2,4 \Omega$. Le défaut majeur de ce type de composant est son isolation en mode bloqué qui peine à dépasser les 20 dB pour les meilleurs composants. Une mesure indépendante de l'isolation de cette diode PIN a donné 16 dB. Toujours à partir du même montage, nous intégrons les diodes dans les fentes au niveau des lignes qui relient les deux coupleurs. Pour polariser le circuit, des plots de polarisation sont ajoutés sur les lignes des deux coupleurs (Figure V.5.a). Ces plots sont composés d'une ligne en $\lambda_g/4$ pour ramener un circuit ouvert sur la ligne du coupleur, et d'un stub radial en $\lambda_g/4$ pour empêcher l'énergie de se propager vers la source d'alimentation. De plus, la ligne de polarisation est la plus fine possible pour présenter une impédance caractéristique maximale (supérieure à 150Ω). Pour éviter le court-circuit, une fente très fine est réalisée dans l'une des branches (Figure V.5.b), puis du ruban métallique avec de la colle isolante est appliqué pour maintenir la continuité RF tout en isolant le courant continu.

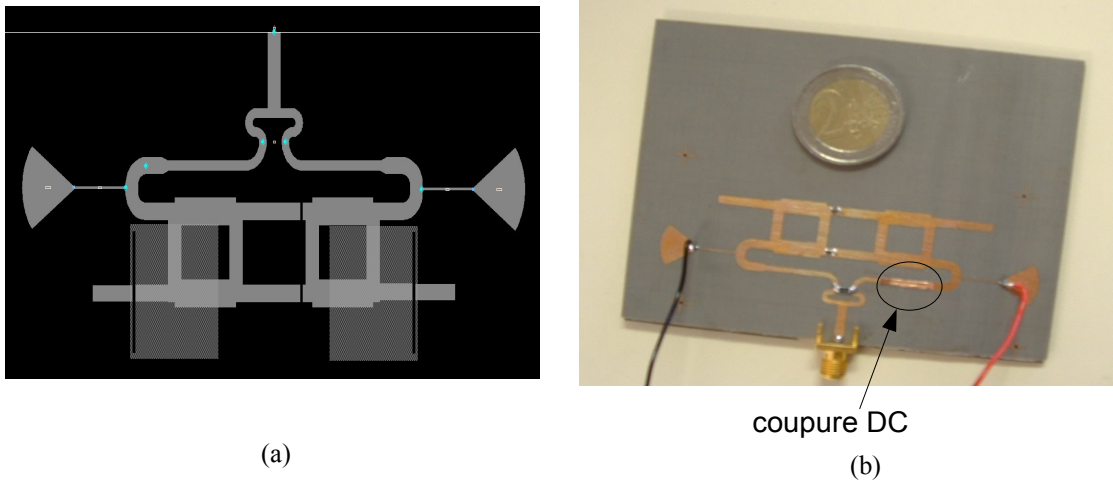


Figure V.5: (a) Masque du déphaseur (b) Photographie du déphaseur

Le prototype a été simulé et mesuré. L'adaptation pour le mode ON et OFF des diodes PIN est présenté sur la figure V.6.a. Les résultats montrent un léger décalage fréquentiel de 2% de la fréquence où le S_{11} est minimal. La bande reste relativement constante autour de 5,75 GHz (5% de bande passante). Sur la figure V.6.b sont présentés les diagrammes de rayonnement de l'antenne pour les deux états avec une comparaison avec les résultats sans les diodes PIN (mesurés avant de les mettre sur le prototype donc en tenant compte des lignes de polarisation). On observe que les diodes PIN ne dégradent que très peu les résultats, le gain est réduit de 0,7 dB par rapport à l'antenne passive (5,4 dBi au lieu de 6,1 dBi).

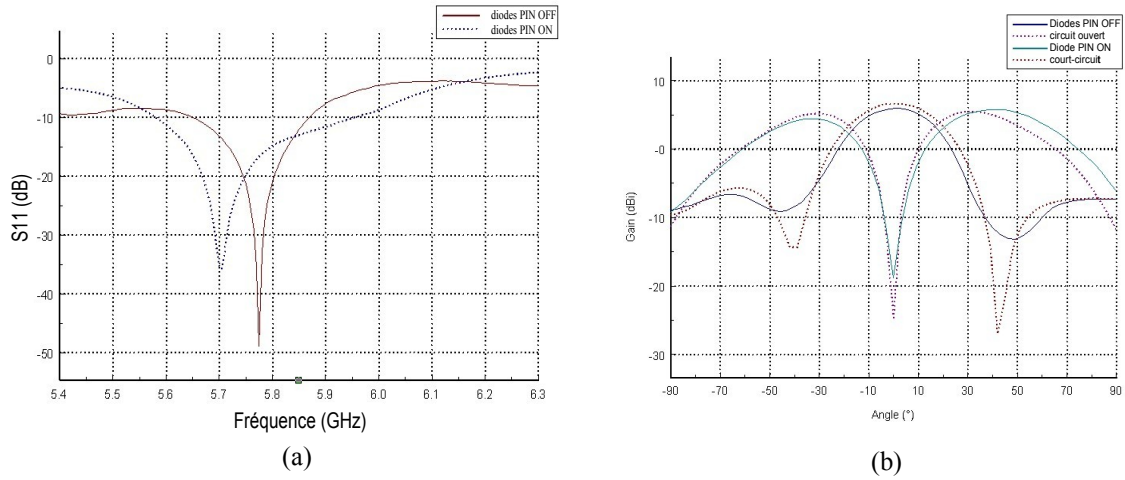


Figure V.6: (a) Adaptation du déphaseur pour les deux états des diodes PIN (b) Diagramme de rayonnement avec et sans les diodes PIN

Ces résultats sont conformes aux simulations. Un tel réseau déphaseur à base de diodes PIN permet des reconfigurations extrêmement rapides, de l'ordre de 5 ps. Cependant nous avons vu qu'un réseau à deux éléments était limité au niveau de sa focalisation, donc nous nous sommes intéressés à un réseau à 3 éléments.

V. 1.2 Réseau à 3 éléments

V. 1.2.1 Conception de l'antenne à 3 patches

Suivant le même principe, nous avons décidé de concevoir un réseau à trois éléments avec une nouvelle architecture d'alimentation. Ceci peut être fait avec le même nombre de commutateurs si l'élément central est alimenté avec une phase constante prise comme référence et la même technique d'alimentation par réflexion pour les deux patches latéraux. Pour maintenir un bon comportement sur une large plage de fréquence, une loi de phase constante doit être maintenue sur cette bande, ce qui implique que le signal d'alimentation de tous les éléments rayonnants doit se propager sur la même distance de ligne. Le problème était de concevoir un circuit avec une longueur suffisante pour le circuit d'alimentation de l'élément central. Pour allonger cette distance tout en conservant la symétrie du circuit, nous avons choisi de diviser le signal du patch central en deux à l'aide de diviseurs de Wilkinson déséquilibrés. Ces deux lignes latérales contournent les coupleurs hybrides et se rejoignent juste avant d'alimenter l'antenne. De plus, pour améliorer ce circuit d'alimentation, une des sorties 50Ω du diviseur de Wilkinson a été transformée en une sortie 100 Ω (Figure V.7). Nous avons utilisé le fait que par sa nature, un diviseur de Wilkinson déséquilibré a besoin d'un adaptateur quart d'onde après la résistance de 100 Ω pour ramener l'impédance de la ligne à 50 Ω (Figure V.8.a) [V.4].

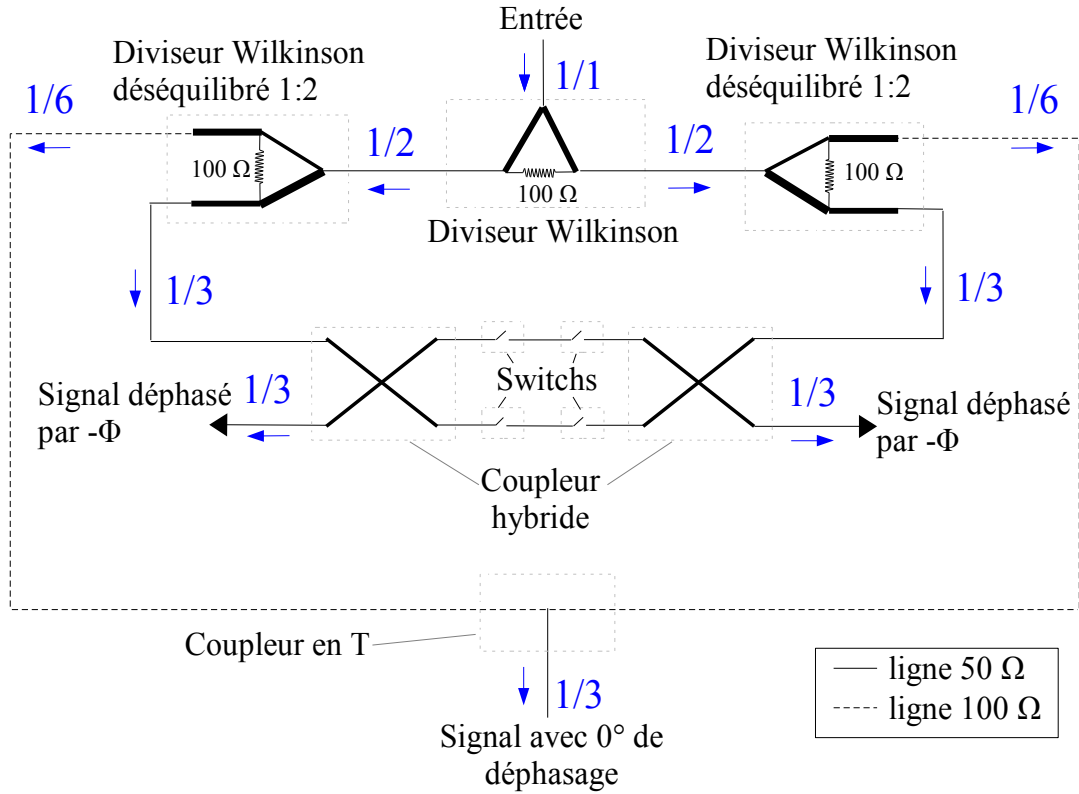


Figure V.7: Topologie du système

En effet , le rapport de couplage entre les deux sorties est défini par le rapport entre les impédances caractéristiques Z_{0A} et Z_{0B} . Pour maintenir un comportement idéal (adaptation parfaite et isolation des deux ports l'un par rapport à l'autre), il faut respecter l'ensemble des relations décrites en (V.1).

$$\begin{aligned}
 k &= \frac{S_{21}}{S_{31}} & Z_{0A} &= Z_0 \sqrt{\frac{1}{\frac{3}{2}\sqrt{k} \sqrt{k}}} & Z_{0B} &= Z_0^{1/4} \sqrt{k} \sqrt{1+k} \\
 Z_{0C} &= Z_0 \frac{1}{\sqrt[4]{k}} & Z_{0D} &= Z_0^{1/4} \sqrt{k} & R_w &= Z_0 \left(\sqrt{k} + \frac{1}{\sqrt{k}} \right)
 \end{aligned} \tag{V.1}$$

Les diviseurs de Wilkinson déséquilibrés ont été conçus pour créer un rapport d'amplitude de $k=2$ entre les deux sorties. Pour ce couplage, on trouve pour les différentes impédances caractéristiques: $Z_{0A}=51 \Omega$, $Z_{0B}=102 \Omega$, $Z_{0C}=42 \Omega$, $Z_{0D}=59 \Omega$ et $R_w=106 \Omega$.

Nous avons donc changé l'impédance caractéristique de la ligne Z_{0D} pour transformer l'impédance caractéristique de sortie en 100Ω au lieu de 50Ω . L'impédance caractéristique d'une ligne quart d'onde pour transformer une charge Z_s en un charge Z_l est donnée par l'équation (V.2). Donc l'impédance au niveau de la résistance du côté du port 3 est de 70Ω , et enfin pour avoir une impédance de sortie au port 3 de 100Ω , il faut $Z_{0D}=83 \Omega$. Ainsi, à partir du port 3, on peut connecter une ligne d'impédance caractéristique 100Ω .

$$Z_T = \sqrt{Z_S Z_L} \tag{V.2}$$

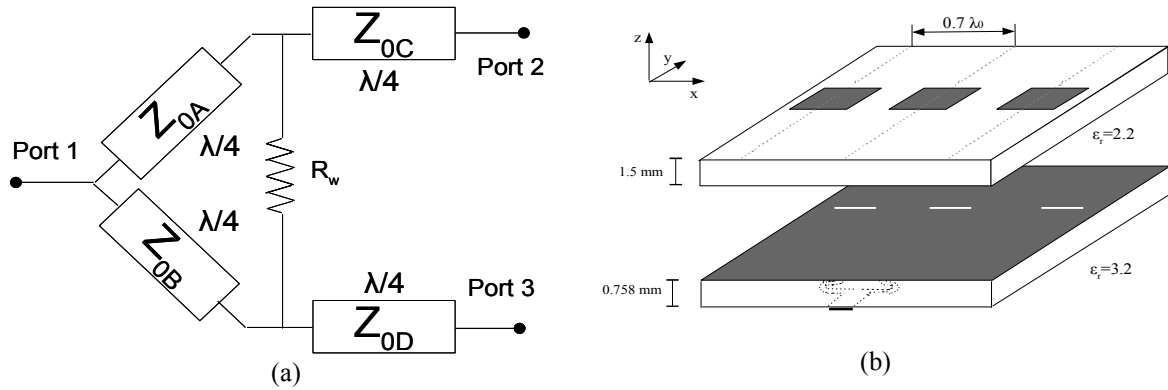


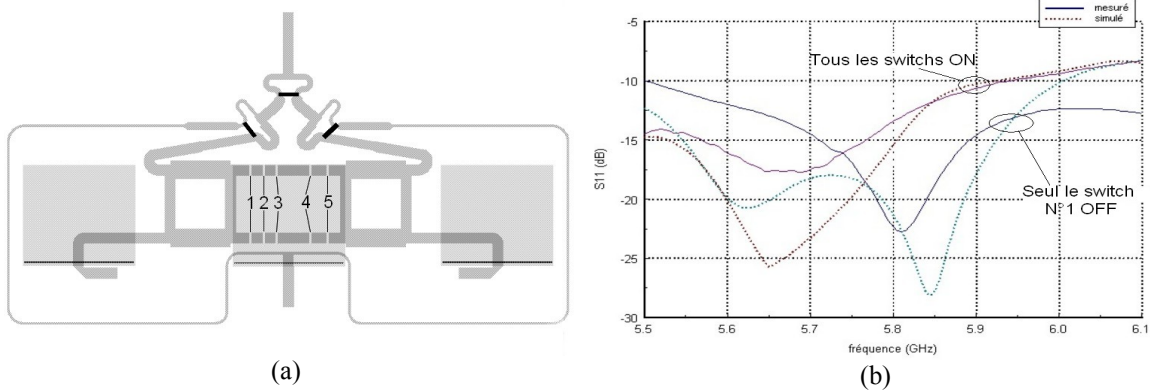
Figure V.8: (a) Diviseur de Wilkinson déséquilibré, (b) Vue 3D de l'antenne

Si maintenant, on s'intéresse à la répartition des puissances dans le circuit d'alimentation (Figure V.7), on observe bien que chaque antenne du réseau reçoit la même quantité d'énergie. Pour l'antenne centrale, une simple jonction T est utilisée pour relier les deux lignes 100Ω qui se recombinent en une ligne 50Ω . Dans des conceptions futures, des diviseurs de Wilkinson avec des rapports d'amplitude différents pourront être utilisés afin d'alimenter les éléments avec des amplitudes différentes pour notamment réduire le niveau des lobes secondaires rayonnés.

V. 1.2.2 Prototype et résultats

L'antenne est réalisée avec le même substrat que précédemment. Pour le circuit de déphasage, nous avons choisi un substrat de même épaisseur que précédemment (0.762mm) mais avec une permittivité relative de $\epsilon_r = 3.2$ au lieu de 2.2 (Figure V.8.b). Ce choix a été fait pour permettre de positionner tout le circuit sous les antennes. La figure V.9.a présente le masque de l'antenne avec son circuit d'alimentation.

Les courbes mesurées et simulées du S_{11} sont présentées sur la figure V.9.b alors que tous les switchs sont ON ou que seul le switch N°1 est ON. Malgré une corrélation médiocre entre les résultats simulés et mesurés, la bande passante mesurée pour un S_{11} inférieur à -10 dB est de 7% (400 MHz) autour 5.8 GHz pour les différents cas. Une hypothèse avancée pour expliquer la mauvaise corrélation entre théorie et pratique réside dans le fait que les diviseurs de Wilkinson peuvent cacher une partie de la désadaptation du circuit en dissipant l'énergie dans les résistances.


 Figure V.9: (a) Vue de dessus : coupleurs hybrides en gris foncé, fentes en noir, patches en gris clair
(b) S_{11} pour 2 lois de phase

Les rayonnements en champ lointain suivant le plan x-z sont présentés sur la figure V.10.a pour une fréquence de 5,8 GHz. Avec tous les switchs fermés, les patchs sont tous alimentés avec la même phase imposant un lobe de rayonnement principal au zénith de gain 8,2 dBi. Une direction correcte de focalisation (-3°) est observé par rapport à la théorie (0°), verifiant que tous les éléments ont été alimentés en phase. Cependant, des lobes secondaires non parfaitement symétriques nous prouvent que chaque élément n'est pas alimenté avec la même amplitude. Ce défaut devra être analysé et corrigé dans de futures rétrosimulations et réalisations.

En ouvrant la paire de switchs N°4, une phase de 87° est ajoutée à l'antenne gauche alors qu'une phase de 93° est soustraite à l'antenne droite, comparativement au signal de référence appliqué à l'élément central. Cette petite asymétrie de phase est due à la largeur du gap entre les lignes de réflexion qui, en conséquence, introduit un effet capacitif non négligeable.

La figure V.10.a montre que le lobe principal rayonne avec un gain de 7,3 dBi pour un angle de $\theta=15^\circ$ ce qui est en accord avec la direction donnée par l'équation théorique d'un réseau linéaire (I.17): $14,5^\circ$.

Lorsque les autres switchs sont ouverts par paires, différentes directions pour le lobe principal sont possibles. Par exemple en ouvrant les switchs N°1 ou N°5, les patchs sont alimentés en opposition de phase et le réseau rayonne deux lobes symétriques à $+45^\circ$ et -45° avec un creux dans l'axe.

La Figure V.10.b illustre le rayonnement mesuré en champ lointain à la fréquence de travail lorsque les switchs sont fermés. Le gain du lobe principal rayonné au zénith n'est pas constant sur la bande mais reste toujours supérieur à 5 dBi. Les lobes secondaires varient aussi sur cette bande justifiant que chaque élément n'est pas réellement alimenté avec la même amplitude sur toute la bande de fréquence. Cependant, il n'y a pas de déviation majeure du lobe principal (toujours -3°), ce qui prouve que tous les éléments sont alimentés avec la même loi de phase entre 5,6 GHz et 6 GHz.

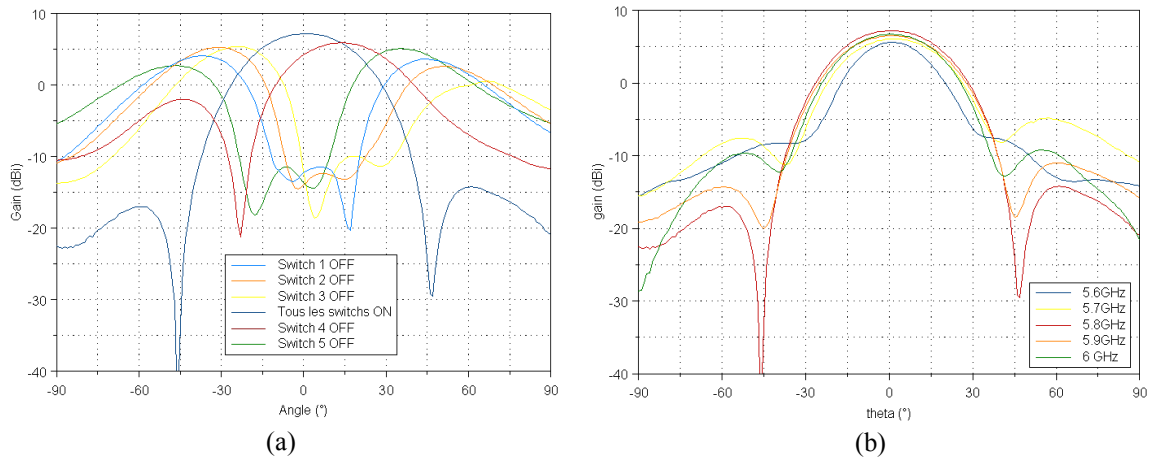


Figure V.10: (a) Pour 2 lois de phase (b) Pour différentes fréquences avec les switchs N°1 et N°2 fermés

V. 1.3 Conclusion

Trois prototypes d'antennes réseaux ont été simulés, fabriqués et réalisés pour vérifier notre approche théorique du déphaseur à réflexion. Les mesures montrent des performances stables sur une bande de 5% autour de 5,8 GHz. Une perspective de ce travail serait de remplacer les connexions métalliques par des composants actifs tels que des diodes PIN ou des MEMS.

V.2 DÉPHASEUR PAR SOMMATION EN QUADRATURE

Dans le paragraphe II.3.2.5, un déphaseur basé sur la méthode de sommation de vecteurs a été présenté. De plus, nous avons vu que pour conserver une amplitude constante du signal de sortie, il faut assurer que $A^2+B^2=1$, avec A et B étant l'amplification sur les deux entrées de l'additionneur. Toutes les structures présentées dans la littérature sur cette architecture utilisent des transistors pour faire varier l'amplitude des vecteurs. Nous proposons ici d'utiliser nos hybrides quasi-discrets en tant que diviseurs de puissance reconfigurables (Figure V.11).

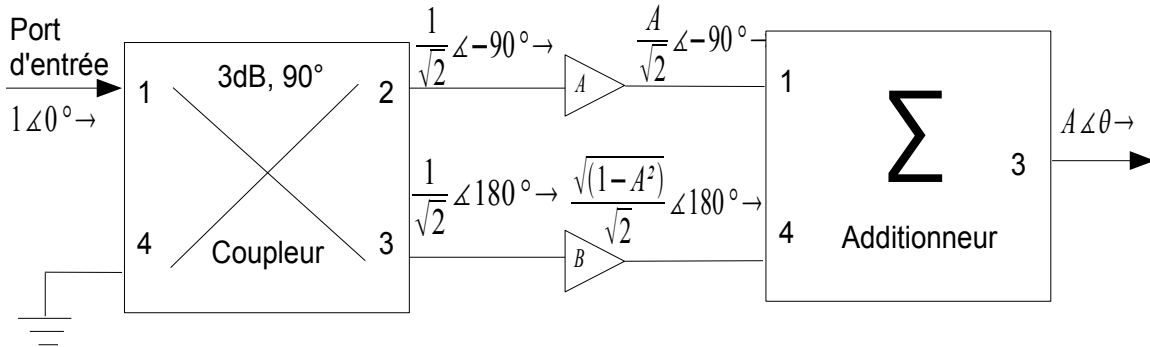


Figure V.11: Topologie du déphaseur par sommation

V. 2.1 Déphaseur avec hybride quasi-discret reconfigurable

V. 2.1.1 Analyse théorique

Nous avons donc besoin, d'une part d'un coupleur en quadrature reconfigurable, et d'autre part d'un sommateur de puissance. Nous avons démontré au paragraphe IV.3.1.2.2. que le coupleur quasi-discret permettait de réaliser une telle fonction.

Pour l'additionneur, les solutions proposées dans les systèmes à base de transistors utilisent un diviseur Wilkinson pour faire la somme vectorielle.

Avec une amplification A capable de varier entre 0 et 1000, le déphasage peut varier entre 0° et 89,9°. Grâce au Wilkinson, l'amplitude sur le port de sortie restera constante quelque soit l'amplitude des vecteurs orthogonaux. Cependant, la moitié de l'énergie au moins est consommée par la résistance. Le système déphaseur aura donc un rendement théorique maximal de 50%.

Il convient de déterminer une solution plus économique au niveau énergétique. Étant donné que l'application visée pour ce déphaseur est l'alimentation d'un réseau d'antennes, il est possible d'utiliser comme additionneur un système à plusieurs sorties. L'objectif dans ce cas est de conserver un niveau égal et constant sur les différentes sorties. Cette sommation de vecteurs (Figure V.12) est réalisée par l'intermédiaire d'un hybride (3 dB, 180 °). Ce dernier suit exactement la même définition qu'un hybride (3dB, 90°) au détail près que les ports directs et isolés ne sont pas en quadrature mais en opposition de phase. Le port isolé du coupleur quasi-discret doit être chargé par une impédance de 50 Ω.

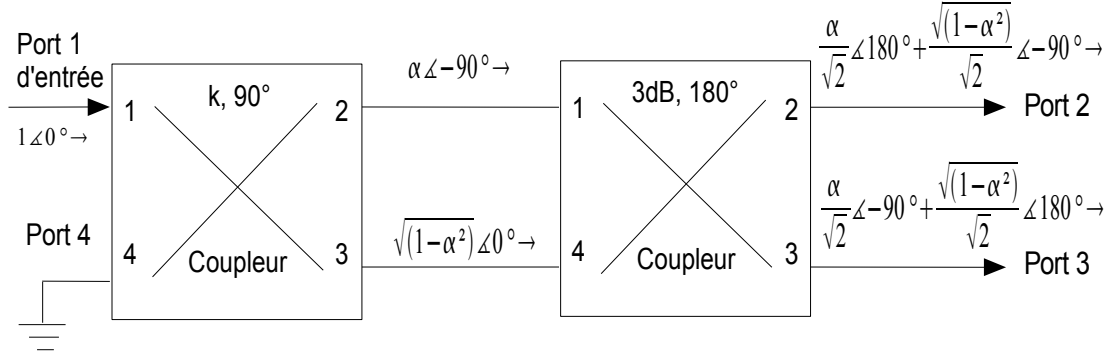


Figure V.12: Topologie du déphaseur proposé

En faisant la sommation vectorielle, l'amplitude sur les deux ports reste effectivement constante et égale à $\frac{1}{2}$ (Figure V.13). Si le port d'alimentation est le port 1, le déphasage entre les deux ports est donné par la relation (V.3) avec k , le couplage entre les ports 2 et 3 de l'hybride quasi-discret.

$$\phi_1 = \text{phase}(S_{31}) - \text{phase}(S_{21}) = 2 \arctan(k) - \pi/2 \quad (\text{V.3})$$

Si maintenant, on utilise le port 4 de l'hybride quasi-discret comme port d'entrée, on obtient la relation V.4. ϕ_1 et ϕ_4 varient donc de la même façon en fonction de k , cependant ils sont décalés de π .

$$\phi_4 = \text{phase}(S_{34}) - \text{phase}(S_{24}) = 2 \arctan(k) + \pi/2 \quad (\text{V.4})$$

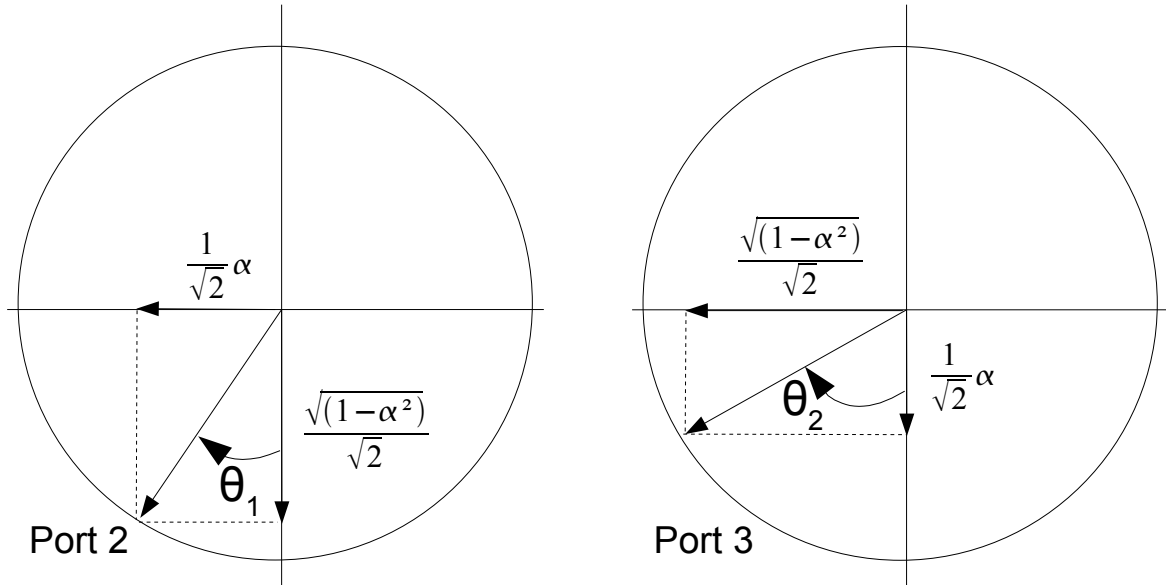


Figure V.13: Somme de vecteurs sur le port 2 et le port 3

Or nous avons vu précédemment qu'avec un coupleur hybride quasi-discret, il était possible de faire varier le coefficient de couplage k entre 0,3 et 63 tout en conservant une quadrature de phase correcte entre le port direct et le port isolé.

Pour le coupleur hybride 180° , la solution la plus connue est celle de l'anneau hybride. Toutefois, elle n'a pas été retenue en raison de la place prohibitive d'une telle architecture. Une solution plus simple consiste à déphaser le port couplé d'un hybride 90° de $\pi/2$ (Figure V14).

Pour le déphasage, nous n'utiliserons qu'une simple longueur de ligne de longueur $l = \lambda_g/4$.

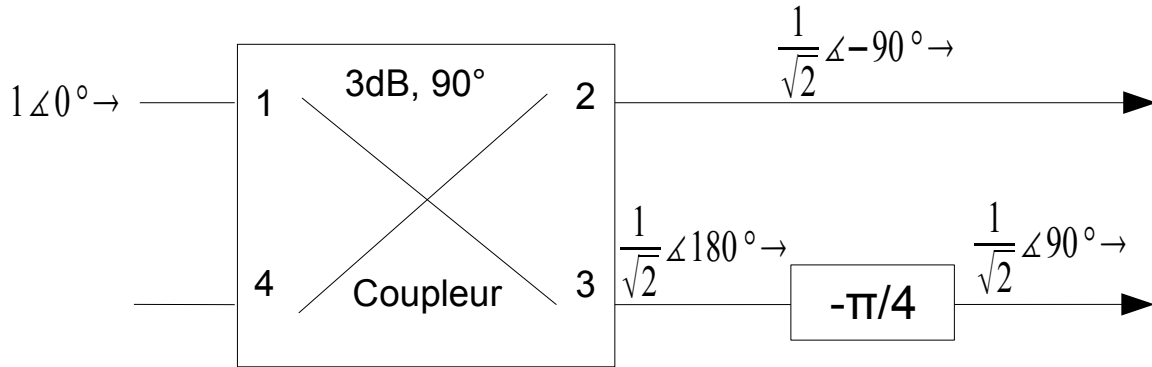


Figure V.14: Hybride 180° à partir d'un hybride 90°

Pour le coupleur hybride 90°, plusieurs solutions sont possibles. Le choix dépendra notamment de la largeur de bande souhaitée pour le déphaseur.

Cependant, pour faciliter la polarisation du système, il est préférable d'utiliser une architecture où les ports 1 et 2 sont électriquement déconnectés des ports 3 et 4, car dans le cas contraire, il faudra ajouter des capacités de découplage.

Le coupleur quasi-discret est donc un candidat privilégié pour cette application. On pourra utiliser des capacités fixes à la valeur adéquate pour que le couplage k soit égal à 1 (mode 3 dB). Or la bande passante 1 dB d'un tel coupleur n'est que de 6%. Si celle-ci s'avère insuffisante, il conviendra, selon la même méthode que celle décrite au paragraphe 4.3.2., de mettre en série plusieurs hybrides pour élargir la bande passante du système global.

Ainsi au final, notre système est composé de deux coupleurs quasi-discrets et d'un déphaseur -90°: un coupleur reconfigurable avec des varactors et un deuxième coupleur 3 dB avec des capacités fixes (Figure V.15).

Nous avons vu que pour un coupleur quasi-discret reconfigurable, on peut obtenir une dynamique de couplage (k) entre 0,3 et 63 à 3,5 GHz.

A partir de l'équation (V.3), on trouve une dynamique de déphasage pour φ_1 entre 32° et 178°. En utilisant l'équation (V.4), on peut calculer la dynamique de déphasage φ_4 pour une alimentation sur le port 4. Le déphasage varie entre 122° et 268°. Nous allons maintenant vérifier ces résultats de manière expérimentale.

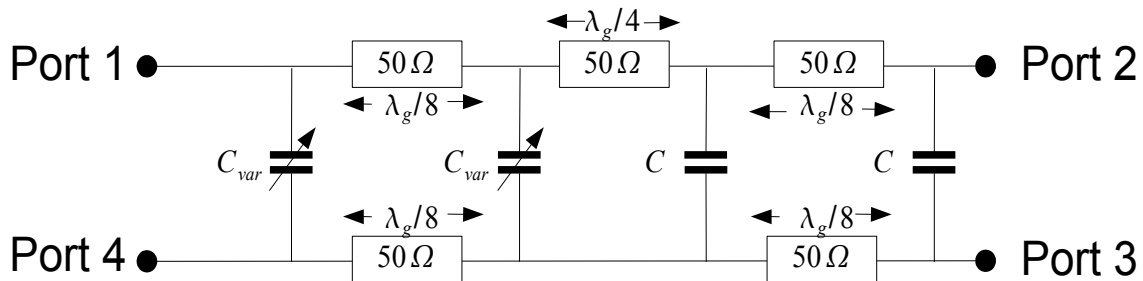


Figure V.15: Schéma final du déphaseur

V. 2.1.2 Réalisation et mesures du déphaseur simple

Le système a été conçu pour travailler à une fréquence de 3,5 GHz. Nous avons réalisé un prototype sur un substrat duroid $\epsilon_r=2,2$ et d'épaisseur 0,125mm. Les diodes varactors sont les MA46H120 utilisées précédemment. Pour le coupleur hybride 3 dB, à partir de l'équation IV.20, on peut déduire que la valeur de la capacité pour avoir un mode hybride à 3,5 GHz est de 0,909 pF. Nous avons donc choisi le même modèle que celui utilisé précédemment (Accu P de la société AVX) mais avec une valeur de 0,9 pF.

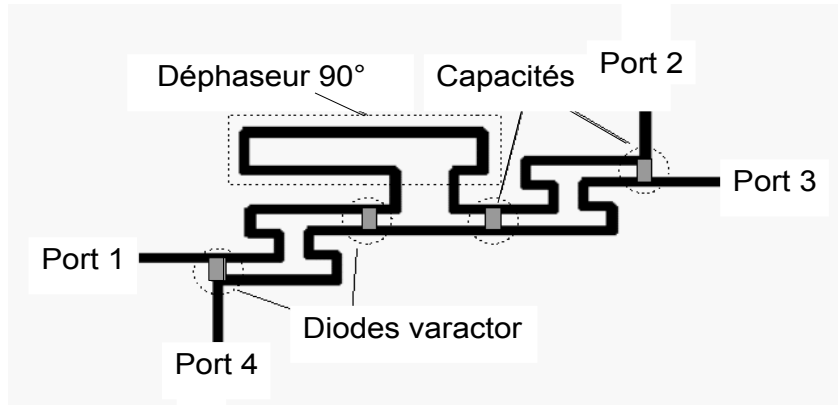


Figure V.16: Masque du déphaseur

Les différents paramètres S, pour une alimentation sur le port 1, mesurés en fonction de la tension de polarisation des diodes sont présentés sur la figure V.17. Le signal reçu sur les ports 2 et 3 est quasiment stable à une valeur de -3 dB. L'adaptation et l'isolation sont inférieures à -15 dB pour des tensions de polarisation des diodes variant entre 0.5 V et 15 V. Le déphasage entre le port 2 et le port 3 varie entre 90° et 195°, ce qui est cohérent avec les prévisions.

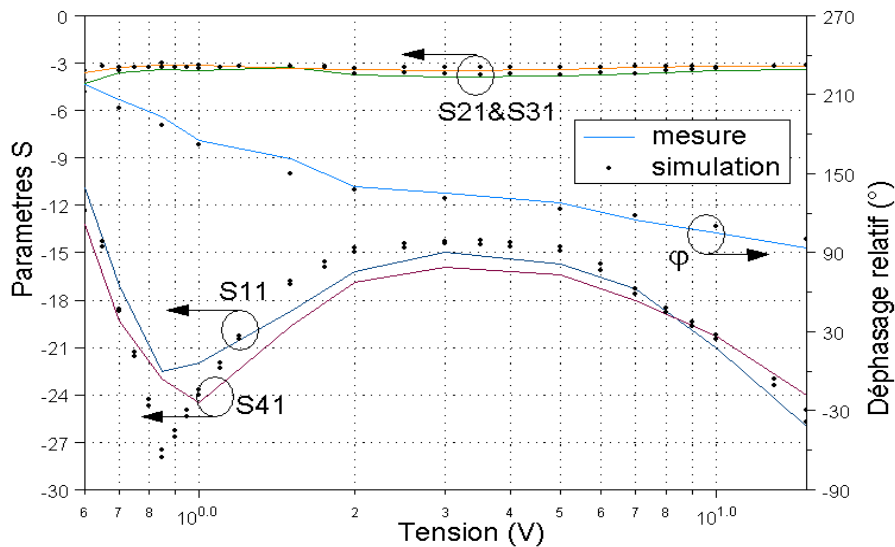


Figure V.17: Paramètres S du déphaseur en fonction de la tension à la fréquence de 3,5 GHz

La figure V.18 présente les paramètres S pour une série de tensions allant de 1V à 15 V. Il existe une fréquence à 3,5 GHz où l'amplitude sur les ports 2 et 3 reste constante quelque soit le déphasage. Si on se fixe une variation maximale de 1 dB entre le port 3 et le port 4, on obtient une bande passante 1 dB de 2% autour de 3,52 GHz. Ce résultat pourrait être amélioré en utilisant un coupleur plus large bande (par exemple en cascadeant plusieurs coupleurs) et en utilisant un déphaseur 90° également plus large bande (en utilisant par exemple des lignes métamatériaux [V.5]).

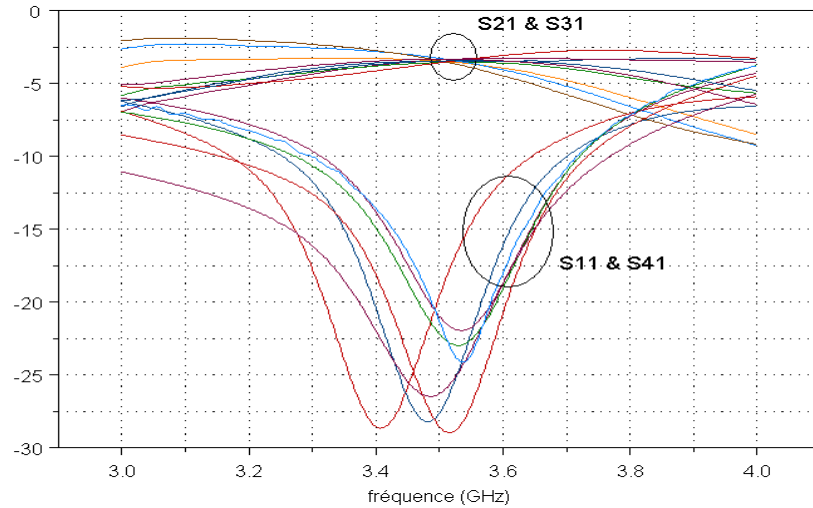


Figure V.18: Paramètres S en fonction de la fréquence pour une série de tensions entre 1 et 15 V

Le déphasage en fonction de la fréquence pour plusieurs tensions est donné sur la figure V.19. La différence de phase reste relativement constante en fonction de la fréquence. En utilisant le port 1 ou le port 4, la dynamique de déphasage maximale atteint 240°. Ce résultat est de grande qualité étant donné que seulement 2 varactors sont utilisés. Malheureusement, il ne permet pas de couvrir tout le cercle trigonométrique. Nous allons donc proposer une évolution du système pour obtenir une dynamique de déphasage totale supérieure à 360°.

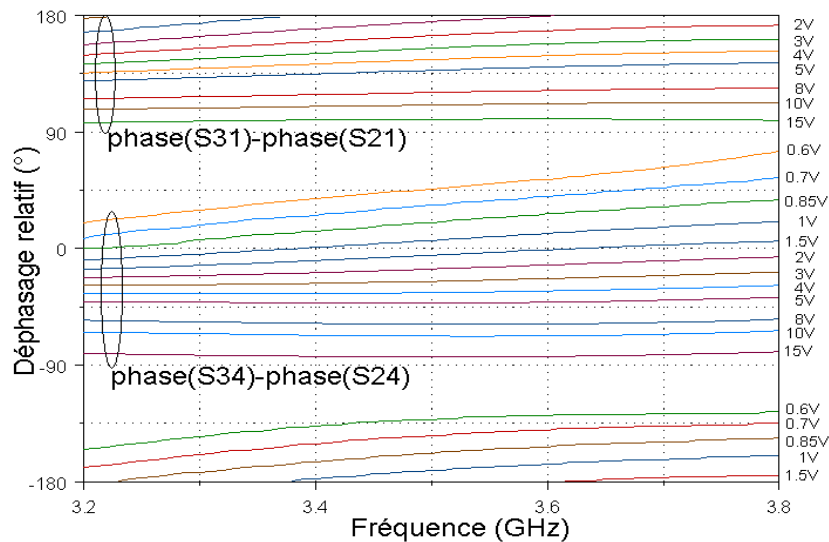


Figure V.19: Déphasage en fonction de la fréquence entre S21 et S31 et S34 et S24

V. 2.1.3 Conception d'un déphaseur double

Une solution pour augmenter la dynamique du déphasage consiste tout simplement à utiliser un coupleur reconfigurable avec une dynamique plus grande. Nous avons vu au chapitre IV, qu'il suffisait de cascader deux hybrides pour améliorer sa dynamique de couplage k . Nous avons obtenu à la fréquence de 3,5 GHz une dynamique de -0,001 à 52. Cette dynamique permet une variation du déphasage à partir du port 1 de -3° à 177° ce qui est suffisant pour couvrir tout le cercle trigonométrique (Figure V.20).

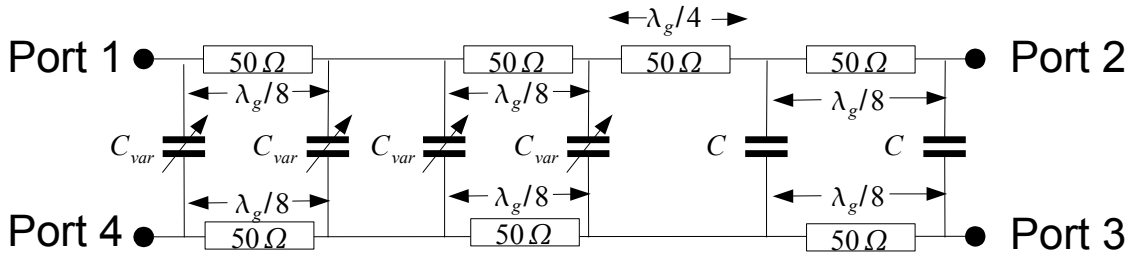


Figure V.20: Topologie du déphaseur à double hybride

Nous utilisons donc le même coupleur que celui décrit au paragraphe IV.3.2 à 3,5 GHz. Le masque du déphaseur est présenté sur la figure V.21. On remarquera que le coupleur additionneur a été modifié pour adopter la même forme plus compacte du coupleur double.

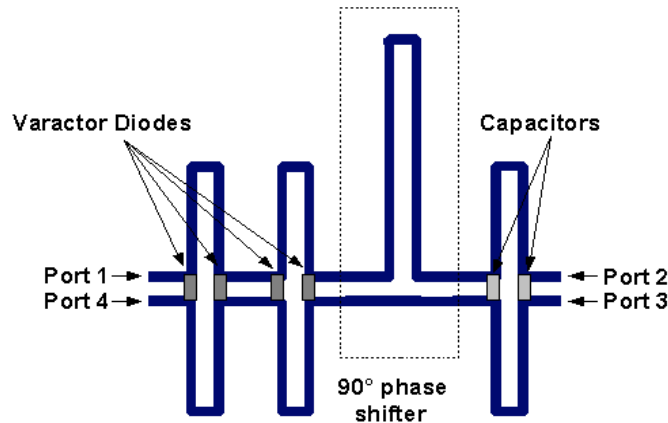


Figure V.21: Masque du déphaseur double

La figure V.22 montre la comparaison entre la simulation et les mesures des paramètres S en fonction de la tension inverse. Le signal est bien divisé entre le port 2 et le port 3. Le niveau entre ces deux ports reste relativement constant à ± 0.5 dB. L'adaptation et l'isolation sont toujours inférieures à -15 dB. Le déphasage entre les ports 2 et 3 varie de 125° à 330° pour une variation de la tension entre 0,6 V et 15 V.

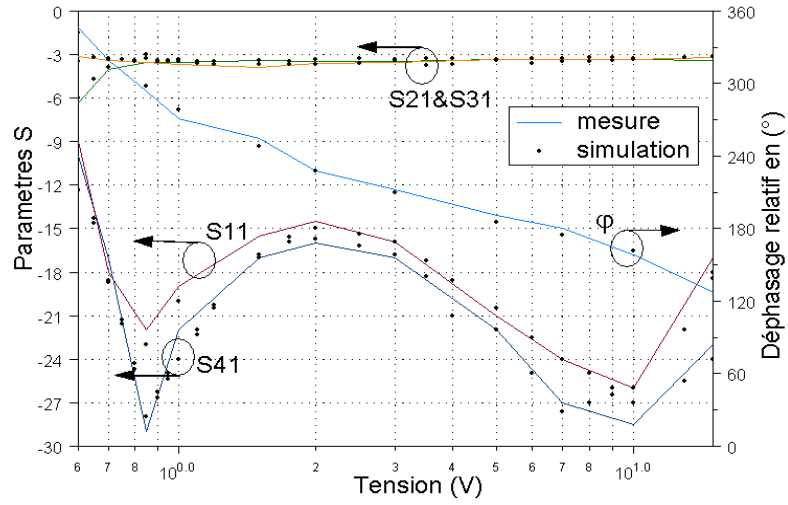


Figure V.22: Paramètres S en fonction de la tension inverse

Les déphasages entre S_{31} et S_{21} et entre S_{34} et S_{42} sont présentés sur la figure V.23. Le déphasage est toujours stable pour rapport à la fréquence. On constate de même qu'il est possible à une fréquence fixe de 3,5 GHz d'obtenir tous les déphasages possibles entre -45° et 360° . Nous avons donc réalisé un déphaseur sur plus de 400° avec une tension variant entre 1V et 15V. Pour être totalement contrôlable, il faudrait lui adjoindre en entrée un aiguilleur SP2T pour choisir le port d'entrée sur le premier coupleur quasi-discret.

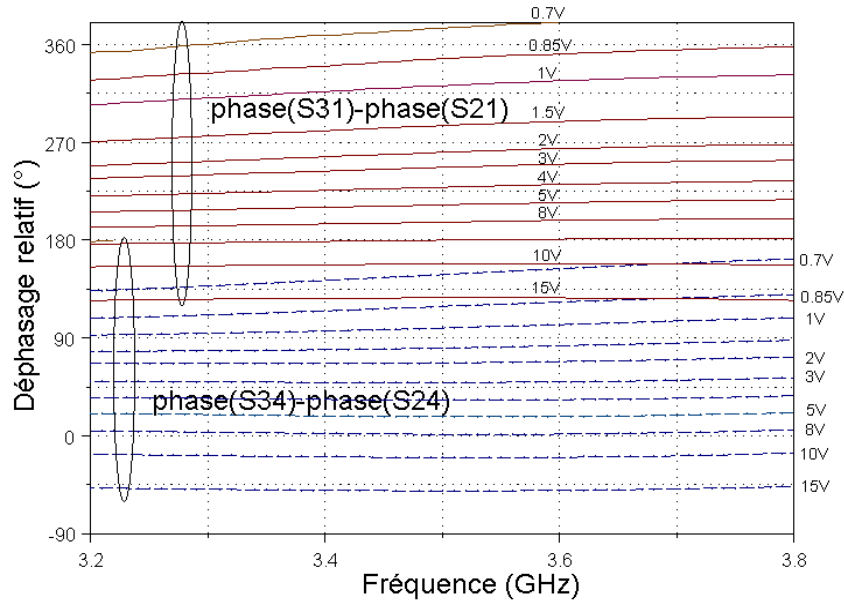


Figure V.23: Déphasage en fonction de la fréquence

V. 2.2 Réseau d'antennes à deux éléments

Nous présentons une première application qui utilise notre déphaseur 360° , où il est utilisé pour alimenter deux patches et ainsi obtenir un dépointage du faisceau rayonné.

V. 2.2.1 Conception

Nous avons eu recours à des éléments rayonnants déjà utilisés. Le patch est couplé à une ligne microruban par une fente. Nous utilisons le deuxième déphaseur qui présente une dynamique de déphasage de plus de 360° . La distance choisie entre le centre des patchs est de $0,7 \lambda_0$. Le circuit est donc placé sous les deux antennes (Figure V.24.a). Une photographie de la réalisation est présentée sur la figure V.24.b. Les fentes sont visibles par transparence en gris clair en haut de la photographie.

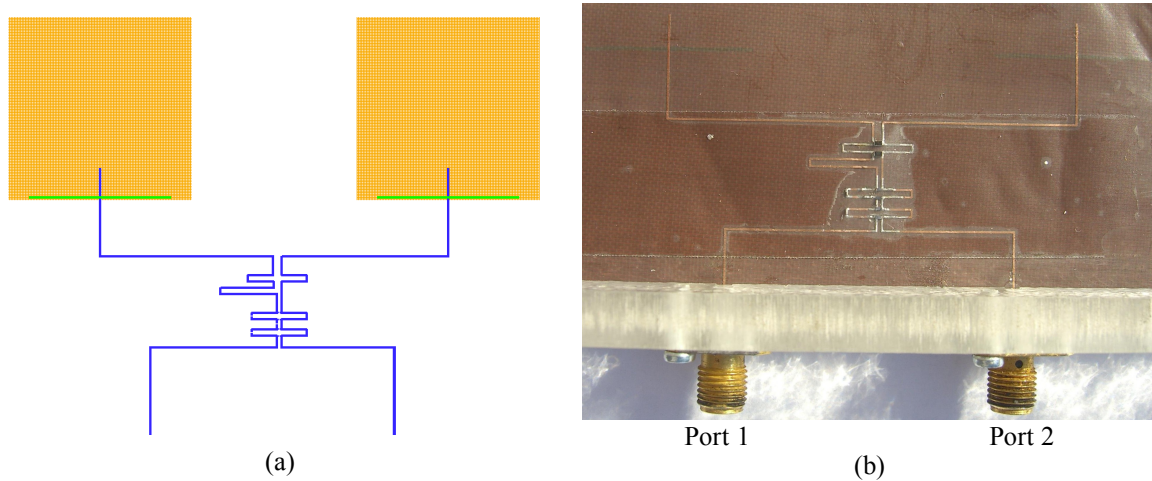


Figure V.24: (a) Masque de l'antenne et (b) Photographie de la réalisation

V. 2.2.2 Mesures

Les simulations et mesures de l'adaptation et de l'isolation sont présentées pour trois tensions autour de 3,5 GHz sur la figure V.25.a. En fonction de la tension, la bande passante est soit limitée par le S_{11} , soit par le S_{21} . Les paramètres S sont inférieurs à -10 dB quelques soient les tensions à 3.5 GHz. La bande passante finale est de 5%. Elle est en fait limitée par les éléments rayonnants.

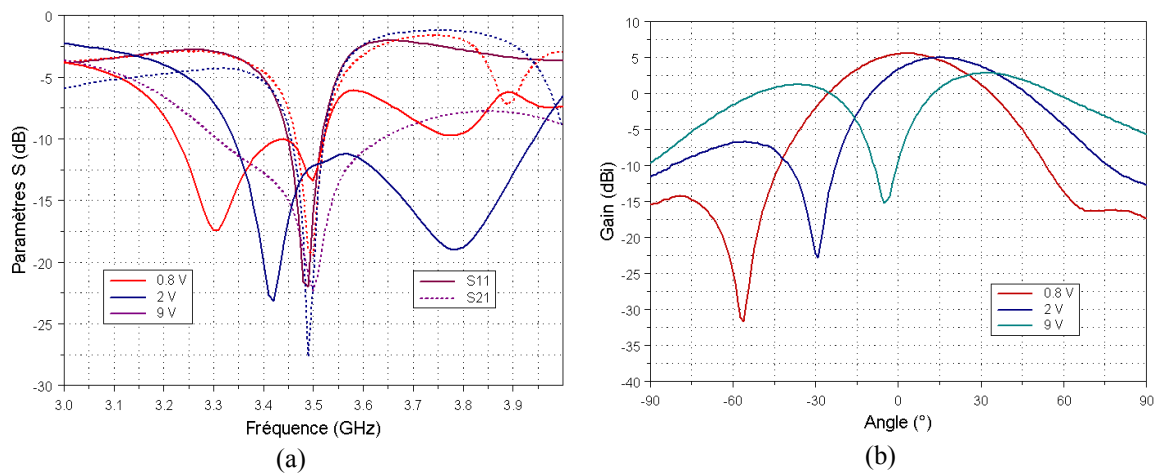


Figure V.25: (a) Adaptation et (b) diagramme de rayonnement de l'antenne pour trois tensions différentes

La figure V.25.b illustre les diagrammes de rayonnement pour trois tensions. On observe bien qu'il est possible de reconfigurer le diagramme et de dépointer le faisceau de rayonnement. Le gain maximal obtenu est de 6 dBi pour une tension de 9 V.

Le gain de directivité avec deux antennes est également limité, nous proposons ci-dessous une structure permettant de réaliser un réseau à 4 éléments rayonnants (Figure V.26).

V. 2.3 Réseau d'antenne à quatre éléments

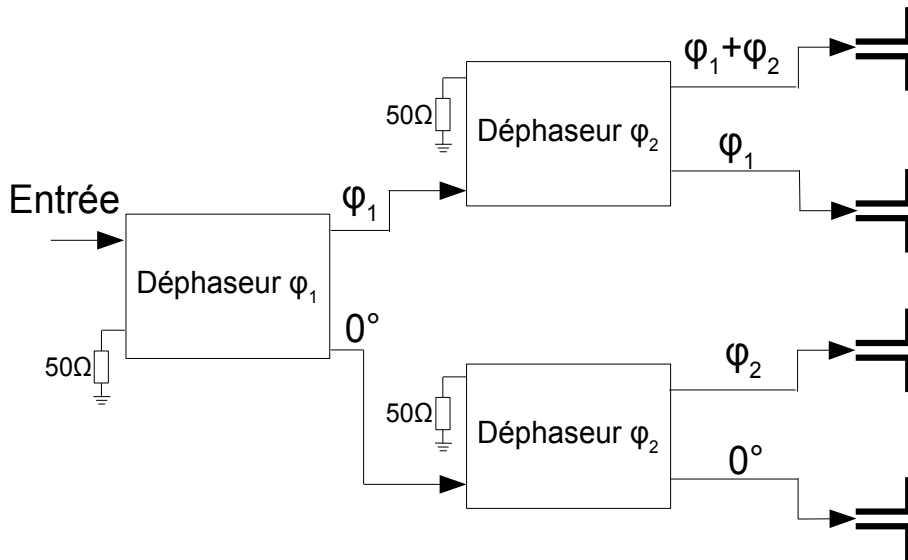


Figure V.26: Topologie du réseau à quatre antennes

Pour alimenter ce réseau de quatre éléments, nous avons choisi une topologie où 3 cellules de déphasage sont nécessaires. Pour que l'alimentation du réseau soit conforme à un réseau linéaire, il suffit d'assurer que $\varphi_1 = 2\varphi_2$. La polarisation de ce réseau est très simple car les différentes lignes microruban ne sont pas reliées électriquement.

Ce système n'a pas encore été réalisé. Il nécessiterait deux alimentations séparées pour régler les phases φ_1 et φ_2 .

V.3 ANTENNE RECONFIGURABLE AVEC ÉLÉMENTS PARASITES

Nous avons vu au paragraphe II.4.2.2.2, qu'une alternative aux réseaux pour réaliser des antennes directives est une antenne avec éléments parasites. L'avantage d'une telle structure est que l'alimentation de l'antenne principale est séparée du système de reconfiguration des antennes parasites.

V. 3.1 Conception

Notre étude s'est inspirée du travail de L. Petit [V.6] où qui a montré que par une variation identique de la charge réactive sur le port d'alimentation de deux antennes parasites, il était possible de modifier la rayonnement de l'antenne: soit le rayonnement est directif vers l'azimut soit directif suivant le plan du réseau, soit omnidirectionnel. Ainsi, en désymétrisant les charges réactives

chargeant les antennes parasites, il est possible de dépointer le faisceau rayonné soit vers $\theta < 0$, soit vers $\theta > 0$ par rapport au zénith.

Nous allons dans cette étude nous intéresser à une variation symétrique des charges réactives, à partir d'une antenne parasitée par deux antennes patches satellites chargées par une ligne de longueur variable. Les simulations sont réalisées avec le simulateur ADS Momentum. A 3,5 GHz, les résultats de simulation montrent un rayonnement directif simulé suivant le zénith pour une réactance de 23Ω . Le mode avec un creux en direction du zénith est simulé pour une réactance de 5Ω .

Notre objectif est d'utiliser le double coupleur quasi-discret pour modifier de manière active l'impédance ramenée sur les deux antennes satellites. Les coupleurs sont positionnés comme indiqué sur la figure V.27. Nous avons vu au chapitre IV que si la capacité des varactors tend vers 0, le système se comporte comme deux lignes découplées. La réactance R_1 vue depuis un des deux ports d'entrée est alors égale à la réactance du port opposé déphasée par une ligne de longueur $2 \cdot l_1$. Si la capacité des varactors suit la relation (IV.20), le double coupleur permet le croisement des signaux puisque toute l'énergie est transmise sur le port couplé. La réactance R_2 vue par les deux ports est alors égale à la réactance ramenée par les deux stubs en circuit ouvert.

L'objectif, lors de la conception, sera de placer R_1 et R_2 en opposition sur le digramme de Smith. Ainsi, pour toutes les capacités intermédiaires, un mélange est réalisé entre la réactance R_1 et R_2 permettant d'obtenir toute les réactances possibles sur un demi-diagramme de Smith.

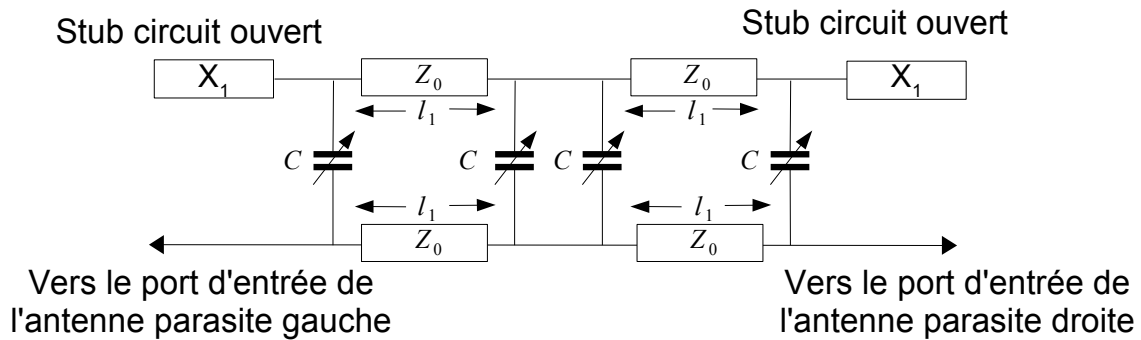


Figure V.27: Topologie de l'adaptateur de réactance à base de coupleurs quasi-discret

V. 3.2 Mesures

Le masque du système final est présenté sur la figure V.28. Des lignes de polarisation sont ajoutées pour amener une tension continue aux bornes des quatre varactors. Ces lignes sont les plus fines possibles par rapport à la limite technologique du laboratoire (0,1mm) pour influencer au minimum le comportement du coupleur.

Le prototype a été réalisé sur deux substrats collés ensemble: un premier substrat $\epsilon_r=2,2$ d'épaisseur 0,125mm pour le circuit d'adaptation et un deuxième substrat $\epsilon_r=2,2$ et d'épaisseur 0,732 mm pour les antennes.

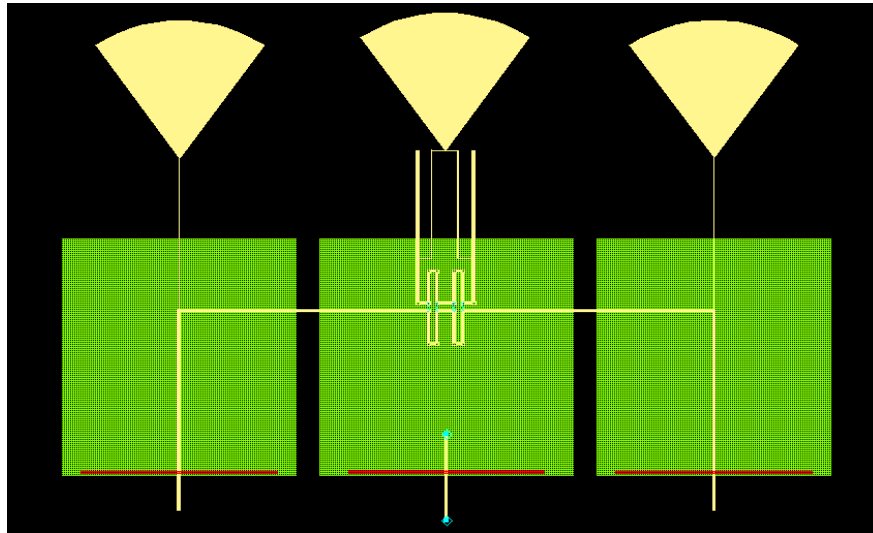


Figure V.28: Masque du réseau d'antennes parasites reconfigurable

Les diagrammes de rayonnement pour deux tensions différentes sont présentés sur la figure V.29. Le creux pour la tension de 1,1V n'est pas très prononcé (différence de 9,5 dB entre le lobe gauche et le creux alors qu'en simulation on pouvait s'attendre à une différence supérieure à 20 dB). Le gain obtenu au zénith avec une tension inverse de 15V est de 7,5 dBi alors que par la simulation, un gain supérieur à 8,5 dBi était attendu.

Ces résultats sont relativement décevants car nous sommes pénalisés par des longueurs de ligne assez importantes (plus de 10λ). Les réactances ramenées par les lignes ne sont ici plus purement imaginaires ce qui modifie l'influence des antennes parasites sur l'antenne principale.

Un tel système pourrait présenter des performances supérieures sur un réseau de taille plus réduite.

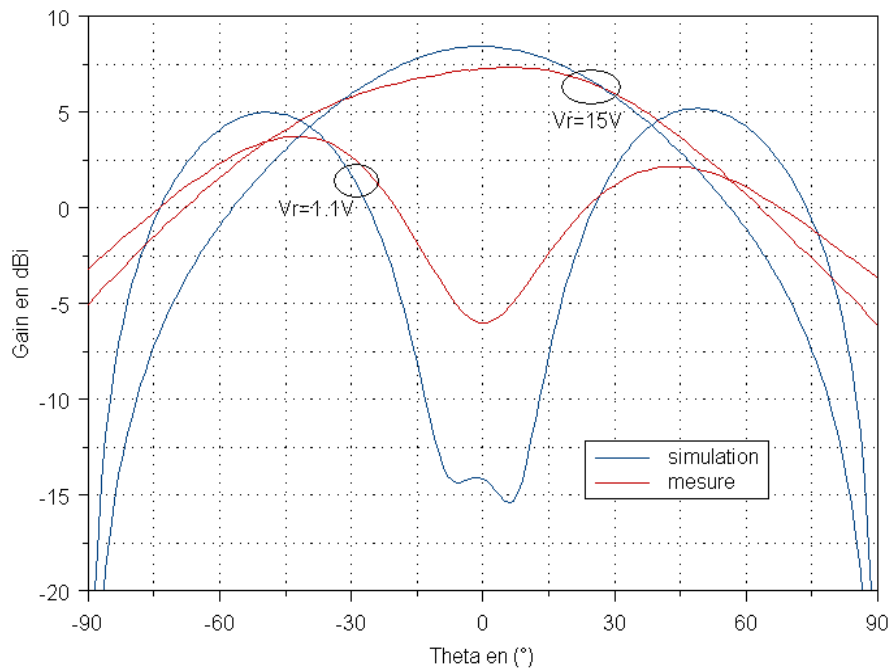


Figure V.29: Simulation et mesure du diagramme de rayonnement pour deux tensions inverses

V.4 RÉSEAU TOUT INTÉGRÉ SUR SUBSTRAT SI HIGH K

Pour une intégration MMIC d'un réseau déphaseur, seule la montée en fréquence peut permettre de réduire sa taille pour que la réalisation soit économiquement viable. Nous nous sommes donc intéressés à la bande des 57-64 GHz car elle présente un certain nombre d'avantages. Premièrement, les antennes sont physiquement très petites à cette fréquence et sont donc adaptées à une intégration MMIC. Deuxièmement, cette bande de fréquences de plus de 7 GHz est libre de toute licence aux Etats-unis, en Europe et au Japon, ce qui permet une très large interoperabilité sur tout le globe. Des transmissions de l'ordre du Gigabit/s sont possibles. De plus, grâce à l'absorption électromagnétique de l'oxygène qui est importante pour cette bande, la réutilisation de fréquence dans un réseau cellulaire est très importante. Plusieurs applications peuvent être visées comme la transmission HDTV sans fil, les stations d'accueil pour portables et l'USB 2.0 sans fil. Itoh et al ont proposé en 2003 un réseau planaire de 4 antennes à 60 GHz pour réaliser un dépointage électronique. Ce système est intégré avec le circuit IF et le module DSP [V.7]. En 2006, IBM a développé une puce réceptrice et émettrice à 60 GHz sur Silicium [V.8], les antennes sont notamment intégrées dans le package [V.9].

V. 4.1 Introduction

L'antenne intégrée que nous allons présenter a été conçue en collaboration avec l'Université d'Helsinki. Elle peut être utilisée pour des techniques de diversité spatiale et de MIMO ou pour du multiplexage spatial. Le réseau est composé de 5 éléments rayonnants pouvant dépointer leur faisceau dans 9 directions différentes dans un demi-plan. Les 9 directions sont 0° , $\pm 14^\circ$, $\pm 30^\circ$, $\pm 48^\circ$ et $\pm 67^\circ$ par rapport au zénith (Figure V.30).

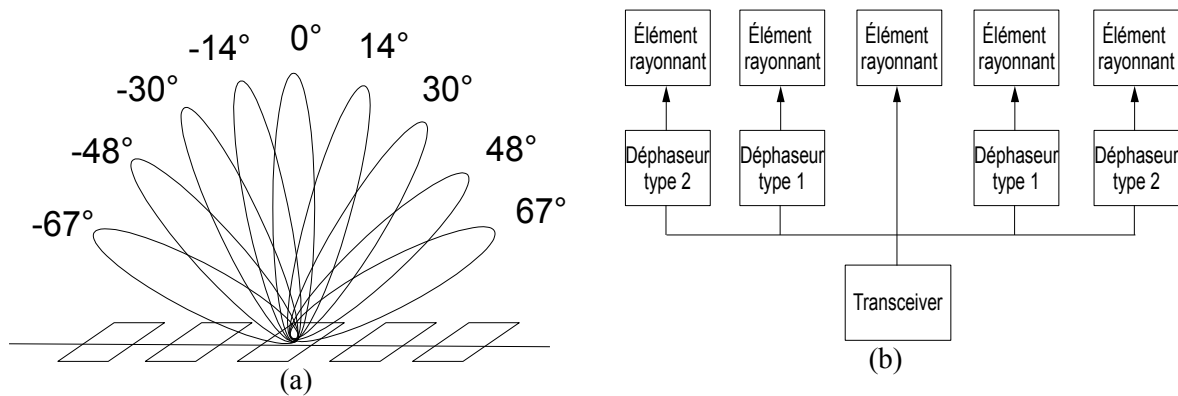


Figure V.30: (a) Différents dépointages du faisceau pour le réseau à 5 antennes, (b) Topologie du réseau

Pour réaliser de manière active le dépointage du faisceau, nous utilisons un déphaseur sur chaque antenne. Deux types de déphaseurs avec leur propre série de déphasages sont conçus tel que le déphasage entre deux éléments rayonnants consécutifs reste constant. Chaque déphaseur doit pouvoir commuter entre 9 déphasages différents. Nous avons déjà vu que l'angle de pointage du faisceau dépend directement de ce déphasage.

De plus, pour avoir un réseau aussi compact que possible tout en minimisant les pertes, la totalité de l'antenne est construite suivant le process MEMS. Grâce à une longueur d'onde très réduite sur le

silicium à 60 GHz ($\lambda_{Si}=1,46\text{mm}$), il est possible d'intégrer le système complet avec les antennes et les déphaseurs sur une surface de $0,5\text{ cm}^2$.

Pour les lignes de transmission, nous avons choisi la technologie CPW car l'antenne sera caractérisée avec des points GSG. De plus, pour des lignes très proches, le couplage mutuel en technique CPW reste très faible. Enfin, cette technique permet un large choix d'impédances caractéristiques pour la ligne tout en maintenant un encombrement minimum.

V. 4.2 Déphaseur

Nous avons donc fait le choix d'utiliser des commutateurs MEMS pour leurs faibles pertes et leur haute linéarité en comparaison des diodes PIN. La structure utilisée pour les commutateurs MEMS a déjà été présentée dans le chapitre III. Une architecture à ligne commutée a été choisie. Nous avons vu au paragraphe II.3.2.1. que la conception d'un déphaseur à ligne commutée se résumait à concevoir un circuit SPNT (une entrée, N sorties). Des commutateurs sont alors placés judicieusement pour forcer le signal provenant de l'entrée à s'orienter vers l'une de ces sorties.

Deux solutions peuvent être envisagées pour un SPNT : les commutateurs séries ou shunts. Dans le cas des commutateurs séries, ceux-ci sont placés le plus près possible de la jonction (Figure V.31.a). Cette architecture est la plus intuitive mais elle a le défaut d'être complexe à mettre en oeuvre quand les commutateurs ont une taille importante par rapport aux lignes d'alimentation. En effet dans notre application, étant donné que l'on a souhaité réduire la tension d'activation des structures MEMS, nous avons choisi des tailles d'électrodes assez importantes ($200*200\text{ um}^2$). Une structure purement série n'est donc pas réalisable.

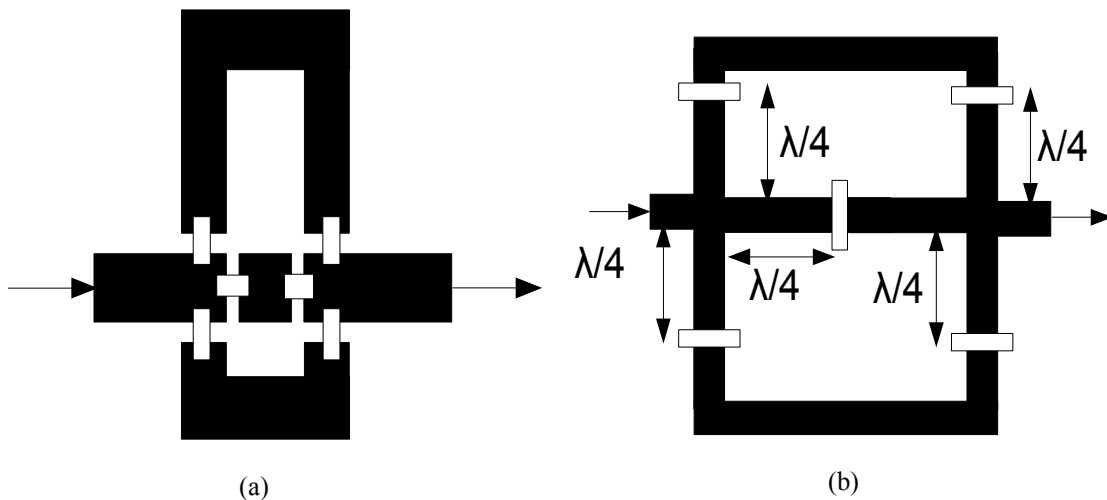


Figure V.31: (a) Topologie pour un déphaseur série (b) et pour un déphaseur shunt

La deuxième solution est l'utilisation de commutateurs MEMS shunt. Ceux-ci doivent alors être placés à une distance électrique de $\lambda_g/4$ (Figure V.31.b). Lorsque les MEMS sont activés, ils ramènent un court-circuit à une distance de $\lambda_g/4$ de la jonction, ce qui est équivalent à un circuit ouvert pour cette jonction. Pour transmettre le signal sur un port, il faudra donc que tous les autres ports aient leurs commutateurs shunts activés. Cette solution a pour avantage de déporter les commutateurs loin de la jonction ce qui permet l'intégration de MEMS de grande taille. L'inconvénient majeur de cette architecture est qu'elle impose un déphasage minimal de 180° ce qui augmente les pertes totales du déphaseur.

La solution que nous avons proposée est un compromis entre les deux précédentes architectures. Le principe est présenté sur la figure V.32.

Pour chaque SP3T, le signal peut aller vers le haut, le bas ou tout droit. Pour que le signal aille tout droit, il faut que les deux switches shunt court-circuitent les branches supérieures et inférieures. Ces deux branches présentent ainsi au niveau de la jonction deux circuits ouverts. Le switch série est lui-aussi activé ce qui permet de transmettre l'intégralité du signal par la branche du milieu. Maintenant, pour que le signal passe par la branche du haut ou celle du bas, il suffit que le MEMS shunt de la branche opposée soit en mode ON alors que les deux autres MEMS sont dans le mode OFF.

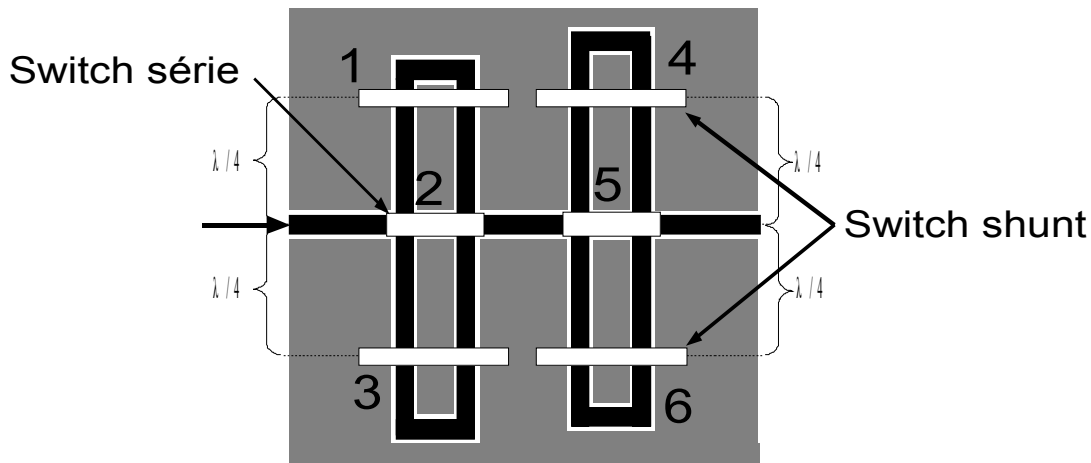


Figure V.32: Topologie du déphaseur

Le principal avantage de cette architecture par rapport aux propositions précédentes est sa simplicité. Ce SPNT ne nécessite aucun circuit d'adaptation et il est parfaitement compatible avec les lignes CPW. Nous avons donc choisi de mettre en série deux déphaseurs de ce type pour obtenir au final 9 déphasages possibles.

Le détail des 9 déphasages réalisés par les 9 configurations possibles pour les commutateurs est donné dans le tableau V.1.

N°	n° du MEMS:						Déphasage (°)
	1	2	3	4	5	6	
1	ON	ON	ON	ON	ON	ON	132°
2	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	107°
3	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON	72
4	ON	ON	ON	OFF	OFF	ON	34
5	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	0
6	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	-34
7	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	-72
8	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	-107
9	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	-132

Tableau V.1: États de différents commutateurs pour les 9 déphasages

Ce réseau déphaseur est basé sur les commutateurs MEMS présentés au paragraphe III.3.2. L'ensemble de la structure a été simulé sous HFSS (Figure V.33.a). Des ponts à air sont nécessaires pour assurer la continuité électrique et supprimer le mode pair. La position de ces ponts à air est critique au niveau des pertes d'insertion. De plus, en fonction de l'état des différents commutateurs, la position optimale des ponts à air ne sera pas la même.

Ainsi la figure V.33.b présente les pertes d'insertion et l'adaptation du déphaseur pour deux états distincts en fonction de la distance entre les ponts à air et la jonction. Les ponts à air ont une largeur de $20\mu\text{m}$. Dans l'état N°1, tous les commutateurs sont activés, donc le signal passe par les deux lignes du milieu. On remarque que la position optimale des ponts à air se situe à $40\mu\text{m}$ de la jonction. Pour l'état N°2, seuls les switchs shunt à gauche de la jonction sont activés, ce qui force le signal à passer par les lignes de droite. Dans ce cas, on observe que la position optimale se situe plus loin de la jonction par rapport au cas précédant ($90\mu\text{m}$).

Il est donc indispensable d'adopter une position intermédiaire pour le placement des ponts à air pour avoir des pertes équivalentes quelque soit l'état du déphaseur. Cette position optimale est grisée sur la figure V.33.b et donne donc une distance de $60\mu\text{m}$ entre la jonction et les ponts à air.

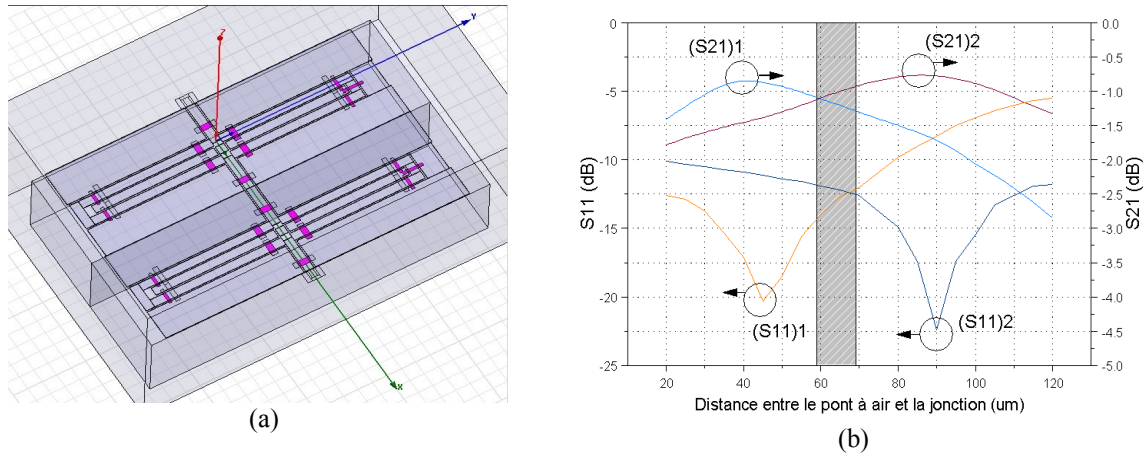


Figure V.33: (a) Simulation sous HFSS (b) Paramètre S en fonction de la position des ponts à air

V. 4.3 ANTENNES

Le réseau et les éléments rayonnants ont aussi été conçus avec le logiciel HFSS. Le but était de concevoir une antenne couvrant la bande de fréquence des 60-64 GHz avec un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et un coefficient de réflexion inférieur à 10 dB sur cette bande de fréquence. Les antennes de type fente ont été choisies au dépend des antennes patches pour leur bande de fonctionnement plus large et leurs pertes globales inférieures. L'élément rayonnant est une fente rectangulaire (Figure V.34.a) alimentée par une CPW comme présentée en [V.10]. Nous avons optimisé le diagramme de rayonnement pour être omnidirectionnel sur la bande de fréquence de fonctionnement. Pour cette raison, la bande passante de notre antenne est un peu plus étroite que l'antenne originale [V.11]. Pour l'antenne seule, la bande passante simulée est inférieure à 10 dB entre 60,5 GHz et 64,2 GHz (bande de 6,4%). La simulation pour l'antenne seule est présentée sur la figure V.35. Sur cette bande, le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel.

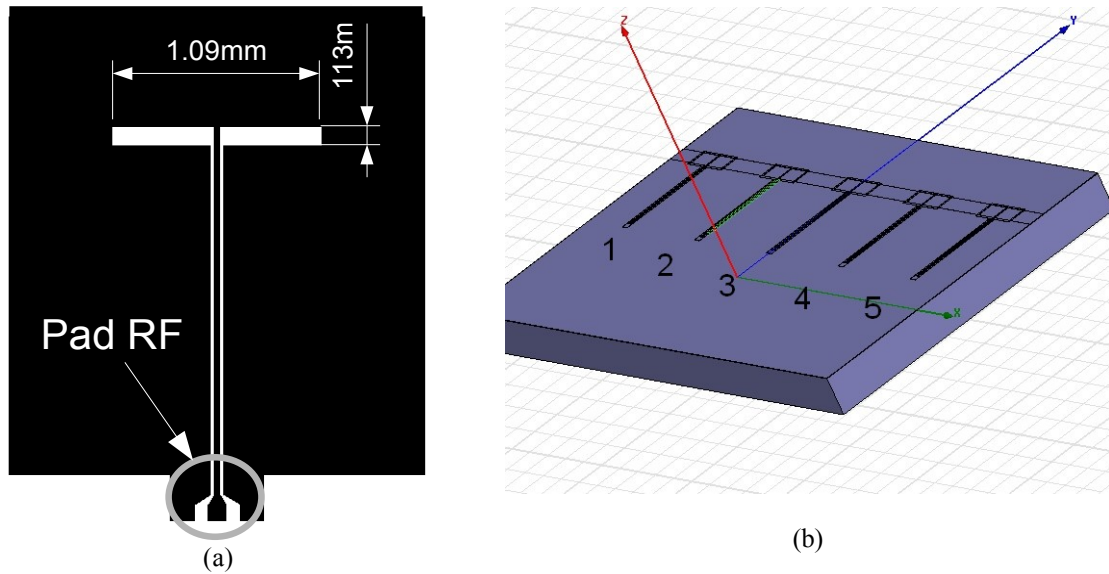


Figure V.34: (a) Masque de l'antenne (b) Vue 3D sous HFSS du réseau

Pour le réseau, les 5 éléments sont placés en ligne (figure V.34.b). L'espace entre deux éléments consécutifs est de $0,4 \lambda_0$ à 60 GHz dans l'espace libre. Il est important que le couplage entre les différentes antennes soit minimal car il peut causer des creux dans le diagramme de rayonnement, ainsi que des modifications de la fréquence de résonance. Pour limiter cet effet de couplage, la méthode de neutralisation proposée dans [V.11] pourra être implémentée dans des réalisations futures. L'adaptation pour les antennes une fois mises en réseau est présentée sur la figure V.35. On observe que la mise en réseau tend à diminuer la fréquence de résonance des antennes. Dans les réalisations ultérieures, il pourra être envisagé de modifier la géométrie des antennes en fonction de leur place dans le réseau pour maintenir la fréquence de résonance stable. Lors de cette étude, nous n'avons pas optimisé ces différents paramètres, le but étant de réaliser un prototype pour valider la faisabilité du principe.

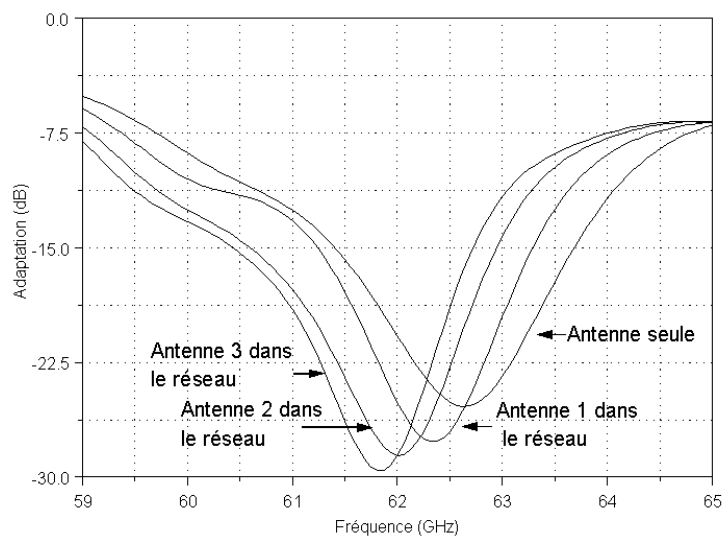


Figure V.35: Adaptation pour l'antenne seule et pour les antennes mises en réseau

A partir de ces différentes études, le système complet avec les déphaseurs a été fabriqué. Les différents éléments qui composent ce système, ont aussi été réalisés séparément afin de les caractériser chacun indépendamment.

V. 4.4 Réalisation et mesures

L'antenne et les différents éléments ont été fabriqués avec le process customisé MUMPS+. Pour tester séparément les différents éléments, les antennes, le réseau d'antenne et les déphaseurs ont été placés sur un substrat de $1 \times 3 \text{ cm}^2$ (Figure V.36).

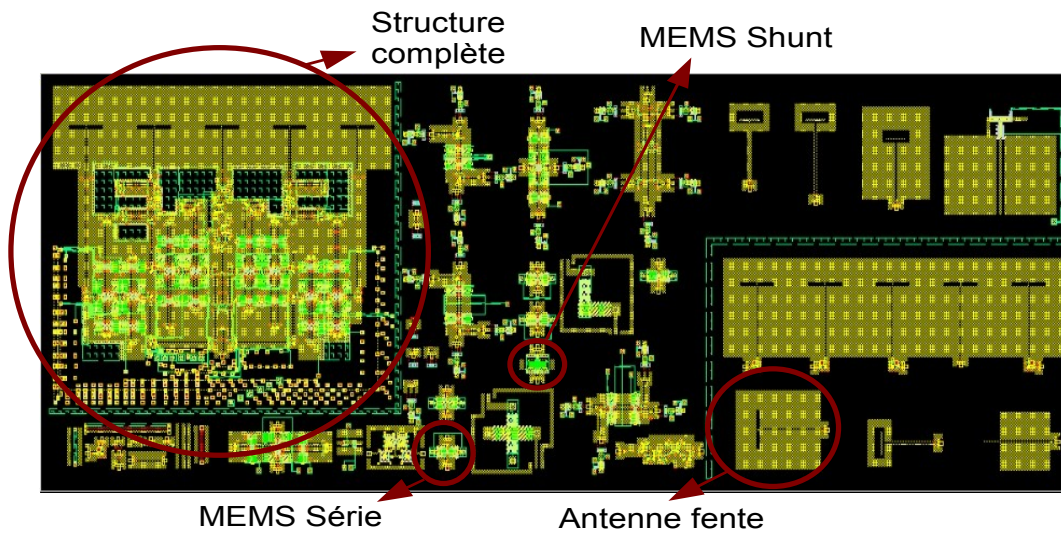


Figure V.36: Substrat de test réalisé avec le process Mumps+

V. 4.4.1 Déphaseur

Une vue 3D du déphaseur réalisée au microscope confocal est proposée sur la figure V.37.

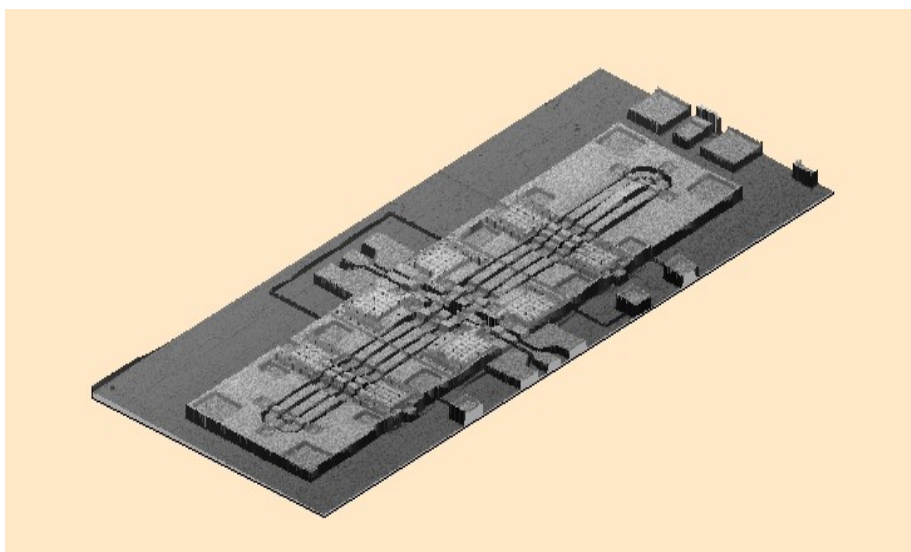


Figure V.37: Vue 3D du déphaseur sous scanner confocal

Le déphaseur n'a malheureusement pas pu être mesuré. En effet, les différentes mesures effectuées dans les laboratoires du L2MP et VTT n'ont été réalisées que sur certains MEMS indépendants. Les résultats ont été présentés au chapitre III. En effet des mesures complémentaires ont montré que le process de MEMScap ne respectait pas les spécifications fournies. Ainsi, une mesure de la résistivité du polysilicium nous a donné une valeur de 40 à 800 Ω/\square au lieu des 10 Ω/\square annoncés. Pour caractériser le déphaseur complet, il est nécessaire que plusieurs MEMS fonctionnent et puissent être commuté simultanément.

V. 4.4.2 Antennes

Différentes antennes ont été réalisées pour permettre un étalonnage de nos procédures de test. Une antenne monopole et des antennes en anneau adaptées par stub ont été placées sur le substrat. Une vue 3D de l'antenne réalisée à l'aide d'un spectromètre confocal est proposée sur la figure V.38.

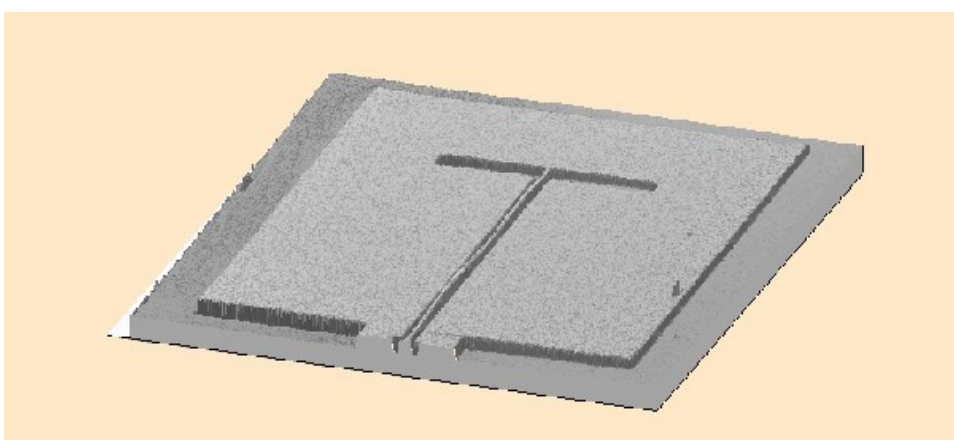


Figure V.38: Vue 3D de l'antenne au spectromètre confocal

La figure V.39 présente les résultats de simulation et de mesures de l'antenne fente. On note une faible différence au niveau de la fréquence de résonance de 1,6% par rapport à la simulation ce qui est très correct et encourageant pour la première antenne intégrée fonctionnant à 60 GHz réalisée au LEAT. La bande passante à -10dB est un peu supérieure aux prévisions (59,5GHz-64GHz).

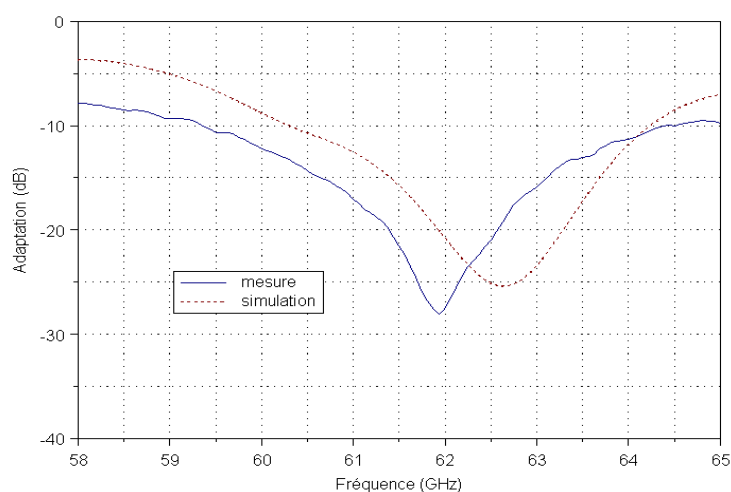


Figure V.39: Simulation et mesure de l'adaptation de l'antenne

La figure V.40 présente une photographie de la moitié de l'antenne finale. On peut voir, en haut de la photographie, 3 des 5 antennes du réseau avec tous les déphaseurs en-dessous. Le réseau complet n'a pas encore pu être mesuré, le déphaseur n'étant pas opérationnel. Cependant les résultats obtenus sur les commutateurs MEMS seuls et les antennes sont encourageants, ce qui nous conforte dans notre approche.

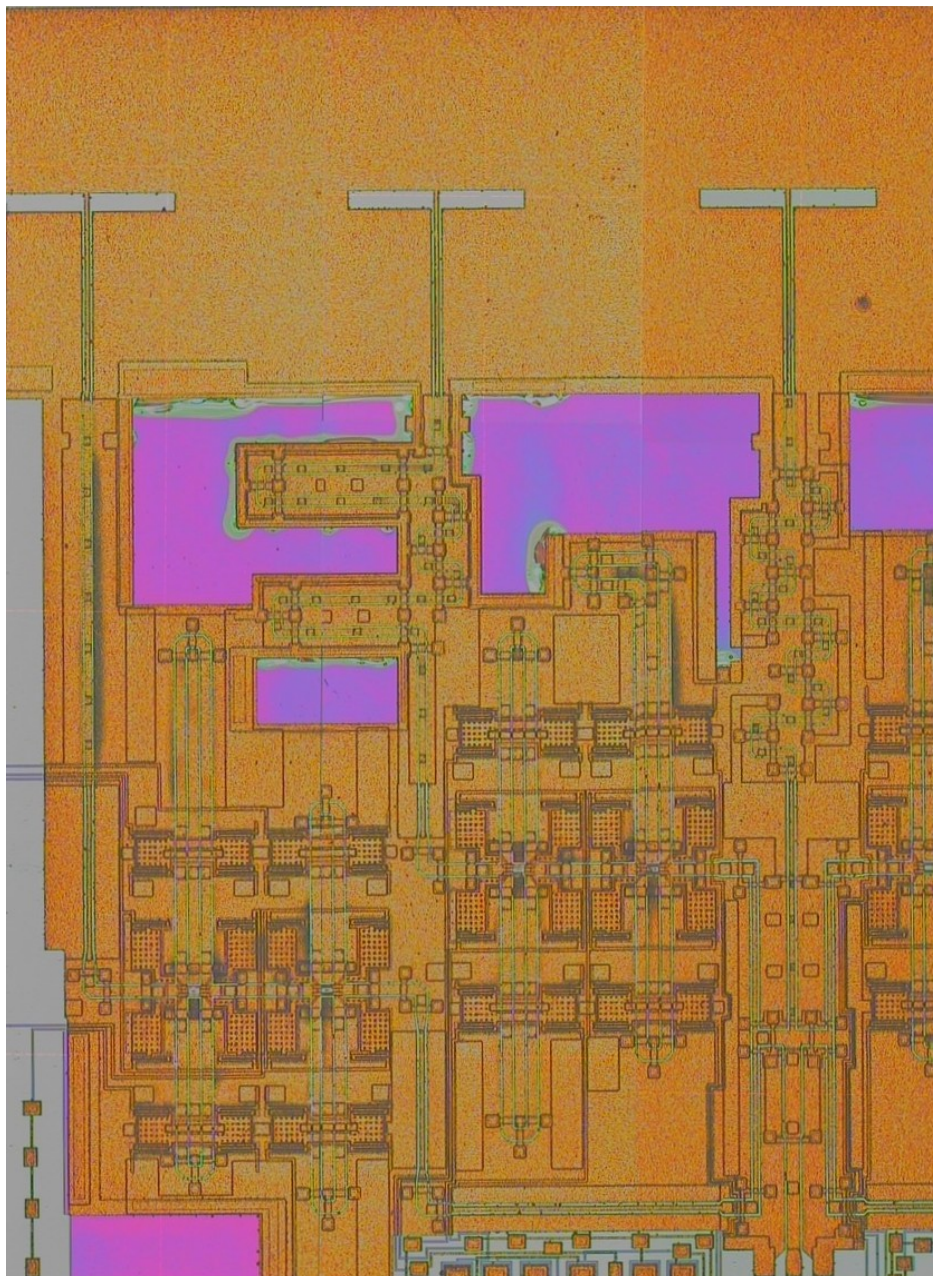


Figure V.40: Photographie du demi-système

V.5 CONCLUSION

Nous avons abordé dans ce chapitre différentes topologies permettant de reconfigurer le diagramme de rayonnement d'une antenne et notamment balayer de manière électronique un faisceau directif. Une première architecture utilisant des coupleurs hybrides en mode réflexion a été présentée. Par la suite, une seconde solution basée sur la sommation de vecteurs orthogonaux a été étudiée. Utilisant des coupleurs quasi-discrets reconfigurables, elle permet un déphasage à variation continue sur plus de 360° entre deux ports de sortie. Cette propriété est intéressante pour des applications radar par exemple. Une étude portant sur des antennes avec des éléments parasites actifs a montré la possibilité de reconfigurer la directivité d'une antenne en modifiant l'impédance ramenée sur deux antennes satellites placées dans le champ proche de l'antenne principale. Le coupleur quasi-discret a été utilisé pour modifier la charge des deux antennes satellites. Enfin, une architecture à 60 GHz a été proposée utilisant un déphaseur à ligne commutée. Ce réseau n'a malheureusement pas pu être entièrement caractérisé mais sa conception a montré tout l'intérêt du laboratoire pour une telle structure qui permet une réalisation monolithique du déphaseur et des antennes.

Références du chapitre V

- [V.1] Glance B.A, "Fast Low-Loss Microstrip p-i-n Phase Shifter", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 27, Iss. 1, pp. 14-16, Jan 1979.
- [V.2] Kim B.-T., Park J.-H., Yim J., Kim Y.-K. and Kwon Y., "A compact V-Band 2-Bit Reflection-Type MEMS Phase Shifter", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 12, N°. 9, pp. 324-326, September 2002.
- [V.3] MA4SW110, M/ACom Company, 2004.
- [V.4] J.-S. Lim, S.-W. Lee, C.-S. Kim, Jun-Seok Park, D. Ahn, and S. Nam, "A 4:1 unequal Wilkinson power divider", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 11, N°.3, pp. 124-126, March 2001.
- [V.5] Antoniadis M. A., Eleftheriades G. V., "Compact linear lead/mag metamaterial phase shifter for broadband applications", IEEE Antenna and Wireless Prop. Letters, Vol.2, pp.103-106, 2003.
- [V.6] Petit L., "Antennes reconfigurables à base de MEMS RF", Thèse de doctorat, Février 2007.
- [V.7] Park J- Y., Wang Y., Itoh T., "A 60 GHz integrated antenna array for high-speed digital beamforming application", 2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Philadelphia, PA., pp. 1677-1680, June, 2003.
- [V.8] Reynolds S., Floyd B., Pfeiffer U., Beukema T., Grzyb J., Haymes C., Gaucher B. and Soyuer M., "A silicon 60GHz receiver and transmitter chipset for broadband communications", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 41, no. 12, pp. 2820-2830, Dec. 2006.
- [V.9] Pfeiffer U. R., Grzyb J., Liu D., Gaucher B., Beukema T., Floyd B. A., and Reynolds S. K., "A chip-scale packaging technology for 60-GHz wireless chipsets", IEEE Trans. on Microwave Theory Tech., vol. 54, no. 8, pp. 3387-3397, Aug. 2006.
- [V.10] Greiser W., "Coplanar Stripline Antenna", Microwave Journal., vol. 19, p. 47-49., Oct. 1976.
- [V.11] Nesic A., "Bandwidth and radiation characteristics of printed slot excited by a coplanar waveguide", International Conference on Antennas and Propagation, pp. 404-406, 1983.
- [V.12] Ranvier S., Luxey C., Staraj R., Vainikainen P., Icheln C., "Mutual coupling reduction for patch antenna array", EUCAP 2006, Nice, France, pp 481-482, 2006.

Conclusions et perspectives

Le développement de nouveaux usages, l'augmentation du nombre d'utilisateurs, les besoins croissants en terme de débit et la montée en fréquence imposent aux systèmes de communications sans fil d'être en perpétuelle évolution. Les contraintes de plus en plus drastiques s'appliquent sur l'ensemble de la chaîne de transmission, dont l'antenne est un des éléments souvent critique. La seule solution pour relever dans les années futures ce défi est d'avoir recours à des antennes 'intelligentes', capables d'appliquer des techniques de diversité d'espace, de polarisation, de fréquence, pour s'adapter à leur environnement électromagnétique. Le développement de ce nouveau type de système nécessite des éléments actifs fiables, performants et intégrables.

Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit sont une contribution à la conception et à l'optimisation d'antennes reconfigurables en polarisation ou en directivité à base d'éléments actifs: diodes PIN, varactors et MEMS. Pour atteindre ces objectifs, différentes voies d'investigation ont été suivies: technologiques (MIC, MMIC, MEMS), architecturales (l'étude théorique de coupleurs hybrides quasi-discret a conduit à la conception de topologies novatrices d'antennes reconfigurables), en s'appuyant sur des outils de simulations spécifiques.

Les deux premiers chapitres ont permis, d'une part, de présenter les principales caractéristiques des antennes en général et des antennes actives en particulier, et d'autre part, de proposer un état de l'art du domaine, ainsi que celui des composants actifs permettant cette reconfiguration.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés à l'étude des différents commutateurs MEMS. Un microcommutateur magnétique industriel de la société Magfusion a été étudié et caractérisé. Des performances supérieures à ses équivalents semi-conducteur ont été démontrées jusqu'à 6 GHz: pertes d'insertion inférieures à 1dB, isolation supérieure à 30 dB et consommation par commutation de 500uJ. Toutefois, les performances étant insuffisantes au-delà de 10 GHz, nous nous sommes intéressés à la conception de MEMS grâce au logiciel commercial Coventor. A partir d'un MEMS electro-thermique déjà existant, nous avons présenté le flot de conception depuis la caractérisation comportementale jusqu'à la simulation éléments finis. Enfin, sur la base du procédé industriel de la société MEMSCAP, deux types de switchs RF série et

parallèle ont été conçus et réalisés. Les mesures donnent une tension d'activation de 35V, et des performances correctes jusqu'à 60 GHz. L'objectif final est d'intégrer sur un même substrat silicium l'antenne, les MEMS et l'électronique de commande associée.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude de différentes architectures d'antennes agiles en polarisation. Une première antenne permet de recevoir à deux fréquences différentes des ondes polarisées circulairement. Un coupleur reconfigurable quasi-discret à base de diodes varactors a ensuite été étudié. Il permet de couvrir une bande supérieure à 100% tout en maintenant une adaptation et une isolation supérieures à 10 dB. Ce coupleur peut aussi être utilisé comme un diviseur de puissance commandable puisque le couplage entre ses deux ports de sortie peut varier de -3,4dB à 18dB. En cascade de deux coupleurs quasi-discrets, il est possible d'étendre les performances du coupleur global. Le système final peut se reconfigurer sur une bande de 460 %, et le couplage entre les deux ports de sortie peut ainsi varier entre -30dB et 15dB. Différentes applications basées sur ce coupleur ont par la suite été présentées. En le connectant à une antenne à double alimentation orthogonale, il est possible de modifier le rayonnement entre une polarisation linéaire ou circulaire. La seconde application présentée permet d'effectuer une rotation électrique de la polarisation linéaire d'une antenne sur un angle de 90°.

Enfin, dans le dernier chapitre, nous avons présenté différentes solutions pour reconfigurer le diagramme de rayonnement d'une antenne. Une première solution proposée est basée sur les coupleurs en mode réflexion. Cette méthode permet de réduire le nombre de commutateurs nécessaires pour modifier dynamiquement les différentes phases du réseau déphaseur. Les résultats théoriques ont été validés sur un prototype utilisant des diodes PIN comme commutateurs. En fonction du dépointage réalisé, le gain mesuré dans l'axe présentait soit un maximum de 6,2dB, soit un creux de -15dB. Basé sur la sommation de vecteurs orthogonaux, le deuxième type de déphaseur, que nous avons réalisé, utilisait les coupleurs quasi-discrets vus précédemment. En cascade de deux coupleurs, il est possible de modifier le déphasage entre les deux sorties de plus de 360°. Ce circuit a été associé à un réseau de deux patches et a permis de mettre en évidence le dépointage de faisceau. Une solution basée sur une antenne principale avec des éléments parasites reconfigurables a aussi été étudiée. Enfin, un circuit tout intégré sur Silicium haute résistivité a été conçu et réalisé dans la technologie MetalMUMPS de la société MEMSCAP. Le réseau de 5 antennes est alimenté par un réseau déphaseur par ligne commutée. Les déphaseurs utilisent les MEMS série et shunt décrits au chapitre 4. Toutefois, les dérives importantes constatées du process technologique ne nous ont pas permis de valider l'ensemble de la structure. Les premiers résultats sur chaque élément de la structure sont néanmoins très

encourageants.

Les travaux de cette thèse ont permis de concevoir et de réaliser les premiers microcommutateurs (MEMS RF) au sein du LEAT. Malgré les problèmes de dispersion technologique, les premiers résultats sont de bonnes qualités, proches de l'état de l'art (pertes d'insertion inférieures à 1 dB, isolation supérieure à 20 dB à 60 GHz). Couplés à des hybrides quasi-discrets, ils nous ont permis de valider et de développer de nombreuses architectures d'antennes novatrices reconfigurables en polarisation ou en directivité. Certains prototypes ont été validés en utilisant des diodes PIN ou des varactors. La prochaine étape consisterait à intégrer les nouveaux composants MEMS sur nos systèmes reconfigurables pour accroître les performances radio-fréquences. Grâce à un partenariat privilégié avec l'université d'Helsinki, nous allons pouvoir réaliser de nouvelles structures sur leur procédé technologique.

LISTE DES TRAVAUX BIBLIOGRAPHIQUES

Publications dans des revues spécialisées avec comité de lecture

1. F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod & R. Staraj, «Dual-Band circularly polarized microstrip antenna for satellite applications», IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 4, 2005, p. 13-15
2. F. Ferrero, C. Luxey, R. Staraj, G. Jacquemod, V. Fusco, «Compact quasi-lumped hybrid coupler tunable over a large frequency band», Electronic letters, accepté Septembre 2007.

Communications internationales avec actes et comité de lecture

3. F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod & R. Staraj, «Circularly Polarized Dual-Band Microstrip Antenna», JINA 04, Nice, 2004, p. 472-473
4. F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod & R. Staraj, «A Circularly Polarized Dual-Band Microstrip Antenna», IEEE/ACES ICWCACE, Honolulu, 2005
5. F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj, G. Kossiavas & V. Fusco, «Reconfigurable phase-arrays based on hybrid couplers in reflection mode», Antem 05, Saint-Malo, 2005, p. 244-245
6. S. Ranvier, F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj, C. Icheln & P. Vainikainen, «Integrated MIMO Antenna with Directional Diversity in the 60 GHz Band», SAME 06, Sophia Antipolis, 2006
7. F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj & V. Fusco, «A reconfigurable hybrid coupler circuit for agile polarisation antenna», EuCAP, Nice, 2006
8. F. Ferrero, S. Ranvier, C. Icheln, P. Vainikainen, C. Luxey, R. Staraj & G. Jacquemod, «Integrated MM-Wave MIMO Antenna with Directional Diversity using MEMS Technology», ICECS 06, Nice, 2006, p. 447-450
9. F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj & V. Fusco, «Polarisation-Reconfigurable Patch Antenna», IWAT, Cambridge, 2007, p. 73-76
10. F. Ferrero & G. Jacquemod, «A tunable quasi-lumped microstrip coupler and RF applications», IMS, Honolulu, 2007, p. 1197-1200
11. F. Ferrero, C. Luxey, R. Staraj, G. Jacquemod, V. Fusco, «Linearly-Polarized tunable Antenna», European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007), November 2007, Edinburgh, UK

Communications nationales avec actes et comité de lecture

12. F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj, G. Kossiavas & V. Fusco, «Antennes réseaux à déphaseurs actifs», JNM 05, Nantes, 2005
13. F. Ferrero, C. Luxey, R. Staraj, G. Jacquemod & V. Fusco, «Coupleur reconfigurable pour antenne à diversité de polarisation», JNM 07, Toulouse, 2007